

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA



PROYECTO FIN DE CARRERA
INGENIERÍA INDUSTRIAL

AMPLIFICADOR DE AUDIO EN CLASE A PARA AURICULARES

AUTOR: MANUEL MARTÍN RUIZ
TUTOR: LUIS HERNÁNDEZ CORPORALES

A mis abuelos, con los que habría disfrutado de este momento tan especial.



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de Tecnología Electrónica

PROYECTO FIN DE CARRERA

AMPLIFICADOR DE AUDIO EN CLASE A PARA AURICULARES

Autor: Manuel Martín Ruiz

Tutor: Luis Hernández Corporales

Leganés, Octubre de 2012

Título: Amplificar de audio en clase A para auriculares.

Autor: Manuel Martín Ruiz

Director: Luis Hernández Corporales

EL TRIBUNAL

Presidente: _____

Vocal: _____

Secretario: _____

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día ____ de _____ de 20__ en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer a mis padres Enrique y Cándida, y mis hermanos, Enrique y Cristina, por haberme apoyado, soportado y aconsejado durante toda mi vida.

Doy las gracias a los profesores que realmente me han enseñado cosas útiles y a mirar de otra forma la vida, en especial quiero dar las gracias a mi tutor Luis Hernández por haberme ayudado tanto con este proyecto.

Quiero agradecer a todos mis compañeros de Universidad, por haberme ofrecido su amistad, cariño y apoyo, en especial Carlos y Eva a los que siempre recordaré. También a Diego, Elena e Iyo por haber estado este año ahí en todo momento. Y a los de la “superior” que siempre me tendrán a su lado.

A mi sobrino Héctor, por estar siempre con una sonrisa en la cara.

Por último a Alberto, Eva, Rosi y demás personal de cafetería por ayudarnos a pasar por este camino con felicidad.

Gracias a todo el mundo que me ha ayudado y apoyado de una forma u otra, gracias.

Manuel Martín Ruiz

Resumen

El presente proyecto muestra el desarrollo, la simulación y la implantación de un amplificador de audio de altas prestaciones, empleando para ello transistores discretos y amplificadores operacionales sobre una PCB diseñada previamente con un programa software.

La aplicación de este amplificador será como amplificador de potencia para auriculares de alta impedancia. El circuito empleará una técnica de realimentación directa sobre los auriculares conectados a 4 hilos. El amplificador incorporará un circuito de protección para el arranque y una fuente de alimentación independiente.

Para la comprobar la validez del prototipo, se compararán los resultados obtenidos en las simulaciones ofrecidas por el programa software, con las medidas obtenidas en el banco de pruebas del montaje final

Palabras clave: Ancho de banda, ganancia, desfase, distorsión, transformada de Fourier, realimentación, alta impedancia.

Abstract

The current Project shows the development, simulation and implementation about a High Spec audio amplifier, using for that aim discrete amplifiers and operational amplifiers on a PCB previously designed with the help of a software program.

The usage of this amplifier will be as a headphones audio amplifier with high impedance. The circuit will act on the four wires of the headphones with a direct feedback. The amplifier will include a protection circuit and an independent power supply source.

To test the validity of the prototype, it will be compared the obtained in the simulation given by the software to the measurements obtained in the test bench of the final assembly.

Keywords: Band width, Gain, Gap phase, Distortion, Fast Fourier Transformation, Feedback, High Impedance.

INDICE DE CONTENIDO

CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS 1

| | | |
|------------|--|-----------|
| 1.1 | Introducción | 1 |
| 1.2 | Parámetros principales de auriculares | 1 |
| 1.2.1 | Impedancia..... | 1 |
| 1.2.2 | Impedancia de los distintos modelos de auriculares a través de la historia | 5 |
| 1.2.3 | Distorsión armónica total..... | 8 |
| 1.2.4 | Presión sonora (SP) y nivel de presión sonora (SPL) | 10 |
| 1.2.5 | Potencia sonora (SW) y nivel de potencia sonora (SWL)..... | 10 |
| 1.2.6 | Sensibilidad..... | 13 |
| 1.3 | Amplificador de auriculares..... | 14 |
| 1.3.1 | Amplificador de audio | 15 |
| 1.3.2 | Tipos de amplificadores..... | 16 |
| 1.3.3 | Estructura completa de un amplificador | 20 |
| 1.4 | Objetivos..... | 31 |
| 1.5 | Estructura de la memoria | 32 |

CAPÍTULO 2 DISEÑO DEL CIRCUITO 34

| | | |
|------------|---|-----------|
| 2.1 | Topologías de realimentación de un amplificador | 34 |
| 2.2 | Diseño y esquema del circuito | 35 |
| 2.2.1 | Introducción a entornos EDA | 35 |
| 2.2.2 | Esquema global del circuito..... | 37 |
| 2.2.3 | Señal de entrada | 38 |
| 2.2.4 | Etapa diferencial de entrada..... | 38 |
| 2.2.5 | Etapa de polarización. Espejo de corriente | 39 |
| 2.2.6 | Etapa de amplificación clase A..... | 40 |
| 2.2.7 | Resistencia auricular, resistencia de sensado y lazo de realimentación..... | 42 |
| 2.3 | Simulaciones | 42 |
| 2.3.1 | Elección del Amplificador Operacional..... | 42 |
| 2.3.2 | Cálculo de Resistencia del espejo de corriente para la corriente de reposo..... | 45 |
| 2.3.3 | Variación del ancho de banda en función de la corriente de reposo | 47 |
| 2.3.4 | Variación de la eficiencia en función corriente de reposo. | 48 |

| | | |
|--|---|------------|
| CAPÍTULO 3 | CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS..... | 50 |
| 3.1 | Cambios realizados en el diseño del layout | 50 |
| 3.1.1 | Etapa de entrada..... | 50 |
| 3.1.2 | Potenciómetro y pares de transistores..... | 50 |
| 3.1.3 | Reguladores de tensión..... | 51 |
| 3.1.4 | Salida para auriculares..... | 51 |
| 3.1.5 | Relé de protección | 52 |
| 3.2 | Diseño de la PCB | 55 |
| 3.2.1 | Introducción al circuito impreso..... | 55 |
| 3.2.2 | Esquema del circuito impreso con Layout..... | 56 |
| 3.3 | Montaje de la PCB..... | 59 |
| 3.4 | Prueba y medidas experimentales..... | 61 |
| 3.4.1 | Respuesta en frecuencia del sistema..... | 62 |
| 3.4.2 | Corriente de reposo..... | 64 |
| 3.4.3 | Respuesta ante un escalón | 65 |
| 3.4.4 | Distorsión | 67 |
| CAPÍTULO 4 | PRESUPUESTO | 69 |
| CAPÍTULO 5 | CONCLUSIONES | 73 |
| REFERENCIAS..... | | 75 |
| ANEXOS HOJAS DE CARACTERÍSTICAS | | 77 |
| GLOSARIO..... | | 101 |

INDICE DE FIGURAS

CAPÍTULO 1

| | |
|---|----|
| Figura 1-1 Conexión fuente-auriculares..... | 2 |
| Figura 1-2 Variación de la impedancia con la frecuencia | 3 |
| Figura 1-3 Variación de la respuesta en frecuencia..... | 4 |
| Figura 1-4 Variación de THD+N en función de la impedancia | 9 |
| Figura 1-5 Umbral absoluto Vs frecuencia..... | 12 |
| Figura 1-6 Modelo sr-007 y amplificador de audio comercial | 15 |
| Figura 1-7 Válvula de la marca Bugera Modelo 12AX7B [8] | 17 |
| Figura 1-8 Amplificadores, a la izquierda de transistores, a la derecha de válvulas | 18 |
| Figura 1-9 Transistores con distintos encapsulados | 20 |
| Figura 1-10 Esquema general de los amplificadores de audio | 21 |
| Figura 1-11 Señal a la entrada (izda.) y a la salida (dcha.) de una etapa de potencia en relación a su amplitud en voltios | 23 |
| Figura 1-12 Estructura global de una etapa de potencia..... | 23 |
| Figura 1-13 Etapa de potencia simplificada | 25 |
| Figura 1-14 Amplificador Clase A (single-ended)..... | 26 |
| Figura 1-15 Amplificador clase B conexión push-pull | 28 |
| Figura 1-16 Amplificador Clase AB cuasi-complementario..... | 29 |
| Figura 1-17 Amplificador clase E | 31 |

CAPÍTULO 2

| | |
|--|----|
| Figura 2-1 Realimentación en tensión | 35 |
| Figura 2-2 Realimentación en tensión sensado en corriente | 35 |
| Figura 2-3 Esquema general del circuito de simulación | 37 |
| Figura 2-4 Señal de entrada | 38 |
| Figura 2-5 Etapa diferencial | 38 |
| Figura 2-6 Polarización de espejo de corriente..... | 39 |
| Figura 2-7 Espejo de corriente en Capture | 40 |
| Figura 2-8 Etapa de potencia en clase A | 41 |
| Figura 2-9 Corrientes de colector (I_C) en Clase A a la izquierda y clase B a la derecha.. | 41 |
| Figura 2-10 Resistencia de sensado, resistencia auricular y lazo de realimentación en Capture | 42 |
| Figura 2-11 Diagrama de Bode en ganancia para LM324 | 43 |
| Figura 2-12 Diagrama de Bode en fase para LM324..... | 43 |

| | |
|---|----|
| Figura 2-13 Diagrama de Bode en ganancia para LT1028..... | 44 |
| Figura 2-14 Diagrama de Bode en fase para LT1028 | 44 |
| Figura 2-15 Esquema global del circuito en capture..... | 45 |
| Figura 2-16 Cálculo de corriente de colector del espejo de corriente..... | 46 |
| Figura 2-17 Corriente de referencia..... | 47 |
| Figura 2-18 Variación del ancho de banda respecto al potenciómetro..... | 48 |
| Figura 2-19 Diferentes valores de eficiencia..... | 48 |

CAPÍTULO 3

| | |
|--|----|
| Figura 3-1 Relé de protección | 52 |
| Figura 3-2 Diseño final en capture | 54 |
| Figura 3-3 Perfil de una placa monocapa..... | 55 |
| Figura 3-4 Perfil de una placa bicapa | 56 |
| Figura 3-5 Diseño del amplificador mediante Layout | 57 |
| Figura 3-6 Cara inferior o bottom | 58 |
| Figura 3-7 Cara superior o top | 59 |
| Figura 3-8 PCB física cara superior..... | 60 |
| Figura 3-9 PCB física cara inferior | 60 |
| Figura 3-10 Equipo utilizado..... | 61 |
| Figura 3-11 Banco de pruebas..... | 62 |
| Figura 3-12 Diagrama de Bode de Ganancia..... | 63 |
| Figura 3-13 Diagrama de Bode en fase | 64 |
| Figura 3-14 Repuesta del circuito ante un escalón de 1kHz | 65 |
| Figura 3-15 Repuesta del circuito ante un escalón de 10kHz | 66 |
| Figura 3-16 Repuesta del circuito ante un escalones de 50kHz y 100kz respectivamente | 67 |

CAPÍTULO 4

| | |
|--|----|
| Figura 4-1 Diagrama de Gantt del proyecto..... | 70 |
|--|----|

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1 Introducción

El presente proyecto está destinado al diseño e implementación de un amplificador de audio de clase A. El **motivo** por el cual se ha realizado el proyecto es que para auriculares de alta impedancia, al ser conectados a los reproductores de música actuales no consiguen un volumen lo suficiente alto. La realización del presente proyecto fin de carrera tiene como **misión** solucionar dicho problema.

1.2 Parámetros principales de auriculares

Para poder entender algunos puntos del presente proyecto, es necesario explicar una serie de parámetros que definen a los auriculares, estos suelen ser los más importantes, pero hay muchos más.

1.2.1 Impedancia

La impedancia de los auriculares es uno de los parámetros más importantes, por ser una de las razones más comunes en la cual, unos mismos auriculares, puedan sonar diferente dependiendo de donde estén conectados.

Técnicamente, la impedancia de los auriculares es la característica eléctrica de la bobina y del acoplamiento magnético de la misma con el imán interior de los auriculares. La impedancia es una unidad eléctrica que expresa la resistencia combinada, inductancia y capacitancia de la bobina de los auriculares.

La siguiente figura muestra el efecto de la impedancia de salida. Aparecen dos tipos de impedancias diferentes, la impedancia de los auriculares o impedancia de carga y la impedancia de salida de la fuente. La primera, por norma general, es más fácil de calcular que la segunda, ya que esta última es un parámetro raramente especificado por los fabricantes.

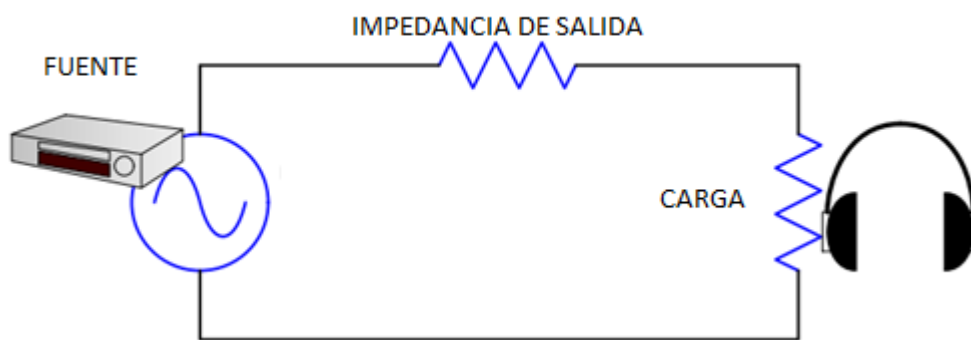


Figura 1-1 Conexión fuente-auriculares

Una fuente “perfecta” o ideal tiene una impedancia de salida de cero ohmios. Esto significa que siempre entrega una misma salida en cualquier carga. En la práctica, cualquier impedancia de salida por debajo de un ohmio se aproximará al modelo ideal. Si la impedancia de salida no es cero, el voltaje producido por la fuente se reduce cuando se conecta una carga.

Cuanto **mayor** sea la impedancia de salida (Z_{SALIDA}), **mayor** es la caída de tensión en la carga (V_{CARGA}). Este descenso viene dado por la siguiente fórmula:

$$V_{CARGA} = V_{FUENTE} \cdot \left(\frac{Z_{CARGA}}{Z_{CARGA} + Z_{SALIDA}} \right) \quad (1)$$

El amplificador acciona el auricular mediante tensión, por lo que la corriente consumida es proporcional a la impedancia. Luego el parámetro de la **impedancia de salida** es importante por al menos tres razones:

1. Cuando **mayor** es la impedancia de salida (Z_{SALIDA}) **mayor** es la caída de tensión con impedancias de carga menores (Z_{CARGA}). Esta caída puede ser lo suficientemente grande para no permitir la conducción en auriculares de

baja impedancia a niveles sonoros suficientemente altos. Un ejemplo real es el del modelo Behringer UCA202 con una impedancia de salida de 50Ω. [1]

2. Variación de la impedancia de auriculares o impedancia de carga (Z_{CARGA}) en función de la **frecuencia**.

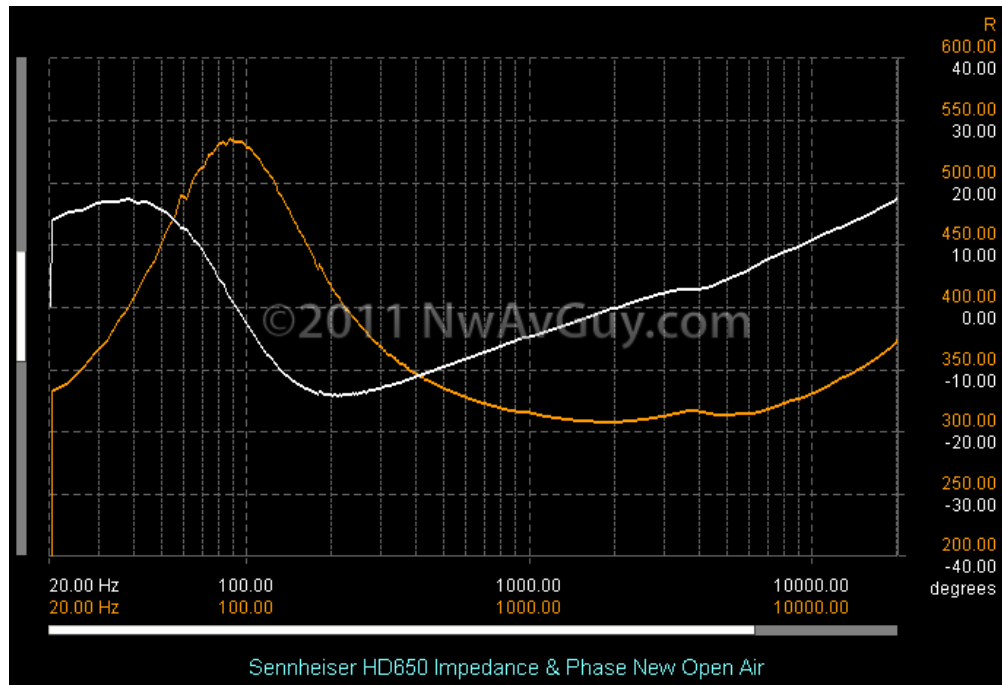


Figura 1-2 Variación de la impedancia con la frecuencia

Si la **impedancia de salida** está muy por encima de cero, ocasionará el cambio de voltaje suministrado a los auriculares también dependa de la frecuencia. A **mayor impedancia de salida mayores** serán las **desviaciones de repuesta en frecuencia**. A veces, estas variaciones pueden ser importantes y claramente audibles.

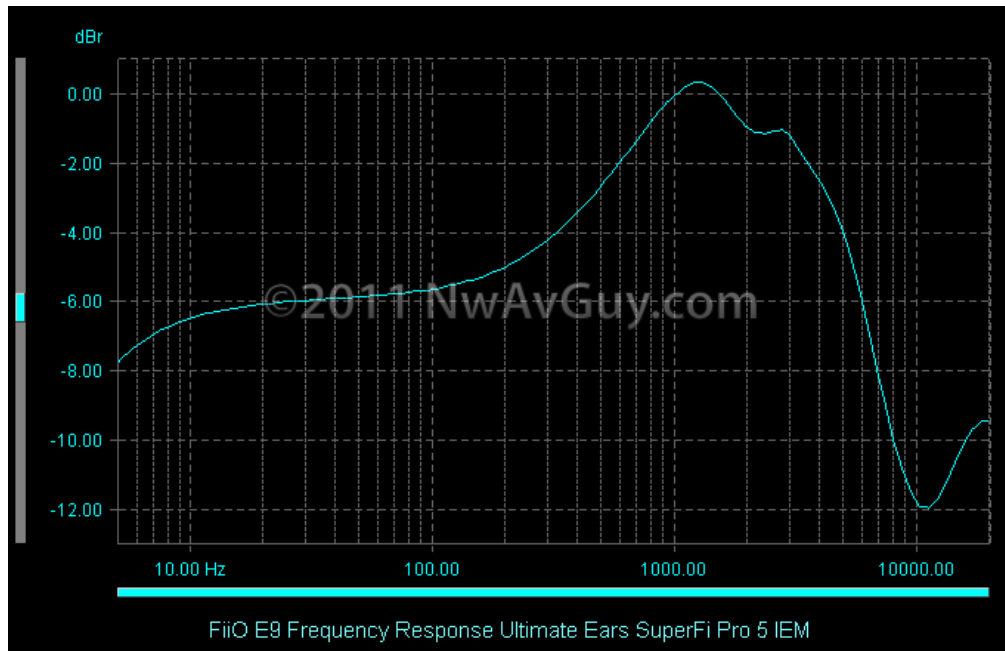


Figura 1-3 Variación de la respuesta en frecuencia

3. Según **aumenta la impedancia de salida**, el **factor de amortiguamiento eléctrico se reduce** [2]. Si no hay suficiente amortiguación, el rendimiento de los “bajos” puede verse comprometido en los auriculares. Unos pocos, los que prefieren el sonido de los amplificadores de válvulas, pueden disfrutar de tipo de “bajos” amortiguado; pero casi siempre es menos preciso en comparación con el uso de una fuente de baja impedancia.

Para **reducir al mínimo** los tres problemas anteriores, se puede considerar como regla general mantener la **impedancia de salida menor que la impedancia de carga una octava parte** ($1/8^a$), dicho de otra manera, simplemente dividir la impedancia de carga entre 8 para obtener la impedancia de salida máxima sin degradación audible.

De este modo se puede asegurar una **respuesta de frecuencia uniforme**, un adecuado **factor de amortiguación** y un sonido **sin distorsión** [3].

Esto permite que el amplificador ejerza un mayor control sobre el auricular, es decir, a **menor impedancia de salida** del amplificador, **mayor será el factor de amortiguamiento** y también **mayor será la eficiencia** del conjunto amplificador/auricular.

1.2.2 Impedancia de los distintos modelos de auriculares a través de la historia

En el mundo de los altavoces de consumo, casi todos tienen una impedancia en un rango relativamente pequeño de 4Ω a 8Ω . Esto hace que sea más fácil para los diseñadores de amplificadores, receptores y todo lo que los rodea. Con los auriculares, sin embargo, las cosas son muy diferentes. Hay pocas normas bien definidas, por lo que los valores de las impedancias varían entre los fabricantes y los auriculares diseñados para uso portátil, casa y uso profesional.

Los auriculares están disponibles con baja o alta impedancia, generalmente medida a 1kHz. No existe ninguna regla fija, pero en general se puede asegurar que auriculares de baja impedancia se encuentran en el rango de 16Ω a 32Ω ; mientras que los de alta impedancia tienen un rango mayor que va desde los 100Ω hasta los 600Ω , los cuales no están diseñados generalmente para **uso portátil**. Eso deja una zona gris entre 32Ω y 100Ω , donde otros factores determinan la idoneidad de los auriculares para una determinada fuente. Esto crea muchos problemas de compatibilidad.

Como se ha comentado anteriormente, cuando la impedancia de los auriculares aumenta, una mayor tensión y una menor corriente será necesaria para su funcionamiento; en cambio el volumen disminuye para un determinado valor de tensión.

El porqué varían tanto las impedancias de los auriculares se puede fundamentar a través de hechos históricos. Antiguamente muchos auriculares tenían una impedancia relativamente alta, a menudo más de 500Ω con el fin de dar una buena respuesta a los **amplificadores de válvulas** o de tubo con alta impedancia. Debido a que era barata y fácil de diseñar, la toma de los auriculares de los años 60 a 80 solían tener una **impedancia de salida alta**.

Un **estándar** se estableció en 1996 para la impedancia de carga al valor de 120Ω , aparentemente como conveniencia para los fabricantes, porque no fue el agrado para muchos otros, y se vio reflejado en un artículo de Sterophile [4] en el que comentaban:

“Quienquiera que haya escrito esto debe de vivir en un mundo de fantasía”

En el artículo también explican que el estándar está mal concebido ya que sigue teniendo influencia sobre auriculares de impedancia altos y cita una serie de ventajas significativas del uso con una impedancia de carga menor.

Por el contrario los modernos amplificadores **basados en transistores** pueden tener una **impedancia de salida muy baja**. En los últimos años la impedancia de los nuevos auriculares ha disminuido, en general, para dar cabida a las bajas tensiones ofrecidas

por las baterías de una sola célula de Li-Ion de los dispositivos electrónicos portátiles. Estas baterías sólo producen un poco más de 3 Voltios, lo que significa que por norma general reciben menos de 1 Voltio RMS en la salida del auricular, a veces incluso menos.

Si se agregan 120Ω a la salida no se puede reproducir lo suficientemente alto. Esto es un gran problema ya que en dispositivos de audio portátiles, la duración de la batería es un parámetro crítico. Por esta razón casi todos los auriculares para reproductores portátiles se encuentran entre un rango de 16Ω a 32Ω .

En este caso un amplificador de auriculares externo como el desarrollado en el proyecto puede ser **beneficioso** para auriculares con alta impedancia.

1.2.2.1 Pros y contras de alta y baja impedancia

A primera vista puede parecer que los mejores auriculares sean los de baja impedancia en detrimento de los de alta pero cada uno tiene una serie de ventajas y desventajas, luego a la siguiente cuestión: “¿qué tipo de impedancia es la mejor?”, la mejor respuesta es: “*dependerá de donde vaya a estar conectado*”.

Pros y contras de auriculares de alta impedancia:

1. La impedancia del altavoz suele aumentar en función de lo delgado que sea el alambre y aún más importante, el número de vueltas de este sobre la bobina.
 - A mayor número de vueltas, mayor área magnética y mayor fuerza magnética de la bobina para mover el diafragma.
 - También se puede crear un diafragma más liviano y sensible utilizando un alambre lo más delgado posible.

Dependiendo del diseño de los auriculares estas dos ideas pueden llevar a una respuesta más precisa.

2. El desplazamiento o cantidad de movimiento del elemento que produce el sonido mediante vibraciones, es decir, el diafragma, puede ser controlado de una forma más eficiente a través de un flujo magnético más preciso.
3. Un mal funcionamiento en amplificadores de auriculares con baja tensión de salida y baja ganancia.
4. Como consecuencia del punto anterior, los auriculares de alta impedancia necesitan de un amplificador con una alta ganancia de tensión y una alta tensión de salida.
5. Permite a los amplificadores de estado sólido funcionar de una manera más eficiente con menor distorsión. Este tema es bastante complejo, pero la mayoría

de los amplificadores están diseñados para dar una salida de hasta 10 Voltios con una resistencia de 600 ohmios o superior.

Pros y contras de auriculares de baja impedancia:

1. La impedancia de los auriculares disminuye cuanto más grueso es el alambre y menos vueltas del mismo sobre la bobina móvil, por lo que el campo magnético es construido a mayor corriente.
2. Mayor facilidad de funcionamiento en amplificadores de auriculares pequeños o portátiles. Un claro ejemplo es el conector de los reproductores MP3. La mayoría de los amplificadores portátiles están diseñados para dar alrededor de 1 Voltio en impedancia de carga bajas.
3. Auriculares de baja impedancia y baja eficiencia trabajan mejor con un amplificador de escritorio como el modelo K70X de la marca AKG.
4. Por último auriculares de baja impedancia generalmente suenan mejor cuando son utilizados en amplificadores de estado sólido o en amplificadores de válvulas en vacío con transformador acoplado. Este tipo de auriculares no suelen funcionar con amplificadores de válvulas sin transformación en la salida (OTL)

Por tanto, no se podrá generalizar y afirmar que los auriculares de baja impedancia son mejores que los de alta, y viceversa, ya que el sonido también depende de los siguientes factores:

- Respuesta en frecuencia.
- Construcción y diseño
- Elementos del auricular, como el diafragma y la bobina móvil
- Distorsión, este último parámetro se explica con más detalle en el siguiente punto

1.2.3 Distorsión armónica total

La distorsión armónica total, o **THD**, de una señal es una medida de la distorsión armónica presente y se define como la **relación** de la suma de potencias de todos los componentes armónicos y la potencia de la frecuencia fundamental

$$THD = \frac{\sum_{i=2}^{\infty} Potencia\ Armonico_i}{Potencia\ Armonico\ Fundamental_1} \quad (2)$$

Medidas basadas en amplitudes, como tensión o corriente, deben ser convertidas a valores de potencia para que la suma de la distorsión de armónicos sea significativa; así para el caso de tener tensión la relación de los valores al cuadrado del RMS es equivalente a la relación de potencia vista en la ecuación (2).

$$THD = \frac{\sum_{i=2}^{\infty} V_i^2}{V_1^2} \quad (3)$$

Donde V_i es el voltaje RMS de la i^a armónica y $i=1$ es la frecuencia fundamental.

El THD también se define comúnmente como una proporción de la amplitud en lugar de la relación de potencia [5]. Resulta ser la raíz cuadrada de la dada anteriormente en la ecuación (3)

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} V_i^2}}{V_1} \quad (4)$$

Esta última ecuación (4) se utiliza comúnmente en especificaciones de distorsión de audio, representada en porcentaje. Desafortunadamente estas dos formas de representar el THD, una como relación de potencia y la otra como tensión, son de uso común por lo que pueden llevar a equivocaciones.

Como resultado, el THD es una especificación **no normalizada**, por lo que resultados entre diferentes productores son **difícilmente comparables**. Desde que empezaron a medirse los armónicos, se requiere a los fabricantes que revelen el rango de frecuencias de la señal de prueba, los niveles de ganancia y el número de medidas tomadas. Es posible medir el rango completo 20Hz-20kHz mediante un barrido.

La distorsión armónica total se mide introduciendo un tono de 1kHz y midiendo la señal de salida. En los parámetros técnicos de los auriculares, suele figurar la distorsión

armónica total y se da en forma de porcentaje. Habitualmente, se indica de la siguiente forma:

THD 0,3 @ 1kHz

Esto significa que la distorsión introducida es únicamente del 0,3%, medido con un tono de 1kHz

La distorsión armónica total nunca debe estar por encima del 1%, ya que de estarlo, en lugar de enriquecer la señal, la distorsión empieza a desvirtuarla y el sonido resultante empieza a dejar de parecerse al original, aunque se utilizan distorsiones superiores con objetivo artístico como el caso de las guitarras eléctricas

Hay que tener especial atención porque THD también son las siglas en inglés de Third Harmonic Distortion o distorsión del tercer armónico, que es otro parámetro indicado en algunos equipos.

1.2.3.1 THD + N

THD + N es la **distorsión armónica total más ruido**. Esta medida es mucho más común y más fácilmente comparable entre dispositivos. Por lo general es medida mediante la introducción de una onda senoidal, un filtro notch en la salida y la comparación de la relación entre la señal de salida con la onda senoidal y sin ella [6].

El conjunto THD+N suele variar en función de la **frecuencia** y en función de la **impedancia de carga**. En la siguiente gráfica se puede apreciar cómo cambia el valor para un determinado amplificador de auriculares para MP3 [7].

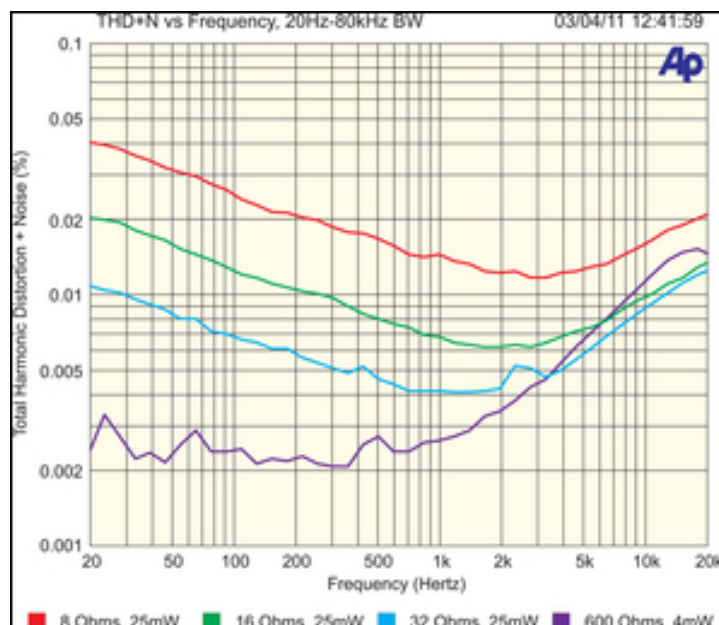


Figura 1-4 Variación de THD+N en función de la impedancia

1.2.4 Presión sonora (SP) y nivel de presión sonora (SPL)

1.2.4.1 Presión sonora

Presión sonora o presión acústica se define como la diferencia de **presión instantánea y la presión atmosférica estática**. La presión atmosférica se mide en Pascales (Pa), y su valor se sitúa en torno a los 100.000 Pa. La presión sonora también se mide en Pascales, no obstante, su valor es muy inferior al de la atmosférica.

1.2.4.2 Nivel de presión sonora

El Nivel de Presión Sonora o Sound Pressure Level, es una medida **logarítmica** de la **presión acústica eficaz** de un sonido respecto a un valor de referencia. Para medir el nivel de presión sonora no se suele utilizar el pascal, por el amplio margen que hay entre la sonoridad más intensa y la más débil (entre 200Pa y 20μPa).

Normalmente se adopta una escala logarítmica y se utiliza como unidad el **decibelio** (dB). Como el decibelio es adimensional y relativo, para medir valores absolutos se necesita especificar a qué unidades está referida. En el caso del nivel de presión sonora, el dB_{SPL} toma como unidad de referencia 20 μPa. Precisamente, las siglas SPL hacen referencia al nivel de presión sonora en inglés *sound pressure level*.

Para medir el nivel de presión sonora se utiliza la fórmula:

$$L_p = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{p_{rms}^2}{p_{ref}^2} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{p_{rms}}{p_{ref}} \right) dB \quad (5)$$

Donde p_{ref} es la **presión acústica de referencia** y p_{rms} es la **presión de sonido** en RMS. A veces se utilizan variantes tales como dB(SPL), dBSPL o $_{SPL}dB$. Estas variantes no son reconocidas como unidades en el Sistema Internacional.

1.2.5 Potencia sonora (SW) y nivel de potencia sonora (SWL)

1.2.5.1 Potencia sonora

No hay que confundir la presión sonora con la potencia sonora. Esta última mide la **cantidad de energía por unidad de tiempo**, emitida por una fuente determinada en forma de ondas sonoras.

La potencia acústica viene determinada por la propia amplitud de la onda, pues cuanto mayor sea la amplitud de la onda, mayor es la cantidad de energía que genera.

La medición de la potencia puede hacerse a cierta distancia de la fuente, midiendo la presión que las ondas inducen en el medio de propagación. Se utilizará la unidad de pascal.

1.2.5.2 Nivel de potencia sonora

El nivel de potencia acústica es el parámetro que mide la forma en que es percibida la potencia acústica, es decir, el **volumen**.

Los seres humanos, no perciben el aumento o disminución de la potencia de forma lineal conforme se acercan o alejan de la fuente. La percepción de la potencia es una sensación que es proporcional al logaritmo de la misma. Esta relación logarítmica es el nivel de potencia acústica:

$$L_w = 10 \cdot \log_{10} \frac{W_1}{W_0} \text{ (dB)} \quad (6)$$

Donde W_1 es la **potencia a estudiar** y W_0 es la **potencia umbral** de audición, que equivale 10^{-12} W

1.2.5.3 Umbral de audición

El umbral de audición en la **intensidad mínima de sonido capaz de excitar el oído humano**. Aunque no siempre este umbral sea el mismo para todas las frecuencias que es capaz de percibir el oído humano, es el nivel mínimo de un sonido para que logre ser percibido.

El valor normal se sitúa entre 0dB audiométrico (equivalentes a 20μPa) y 25dB, sin embargo, en frecuencias muy bajas, como aproximadamente entre 20Hz y 80Hz, este umbral tiende a subir, debido a que a estas frecuencias poseen un sonido mucho más bajo. Caso contrario sucede en las frecuencias superiores a 10kHz; pues debido a la agudeza de estas ondas el umbral será siempre 0dB. Para la media de los humanos, el umbral de audición se fija en 20μPa, para frecuencias entre 2kHz y 4kHz. Para sonidos que se encuentren en frecuencias más altas o más bajas, se requiere una mayor presión para excitar el oído

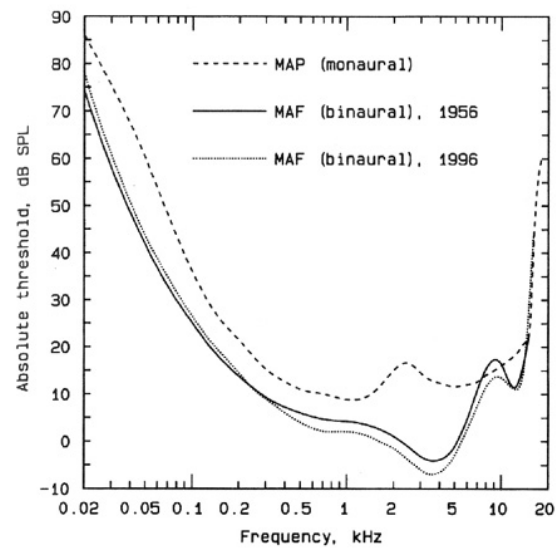


Figura 1-5 Umbral absoluto Vs frecuencia

| Tabla de niveles de sonido y presión sonora, potencia sonora y SPL. | | | |
|--|--|--|--|
| Las fuentes de sonido (ruido) Ejemplos con distancia | Nivel de Presión sonora [L_p dB SPL] | Presión Sonora [Pa] | Potencia Sonora [W] |
| Motor de reactor, a 50 m de distancia | 140 | 200 | 100 |
| Umbral del dolor | 130 | 63,2 | 10 |
| Umbral de malestar | 120 | 20 | 1 |
| Motosierra a 1 m de distancia | 110 | 6,3 | 10^{-1} |
| Disco, 1 m del altavoz | 100 | 2 | 10^{-2} |
| Camión, a 10 m de distancia | 90 | $63 \cdot 10^{-2}$ | 10^{-3} |
| Arcén de carretera transitada a 5 m | 80 | $20 \cdot 10^{-2}$ | 10^{-4} |
| Aspirador, distancia 1 m | 70 | $63 \cdot 10^{-3}$ | 10^{-5} |
| Conversación natural, 1 m | 60 | $20 \cdot 10^{-3}$ | 10^{-6} |
| Hogar | 50 | $63 \cdot 10^{-4}$ | 10^{-7} |
| Biblioteca | 40 | $20 \cdot 10^{-4}$ | 10^{-8} |
| Dormitorio por la noche | 30 | $63 \cdot 10^{-5}$ | 10^{-9} |
| Estudio de grabación | 20 | $20 \cdot 10^{-5}$ | 10^{-10} |
| Movimiento de las hojas de árbol en la distancia | 10 | $63 \cdot 10^{-6}$ | 10^{-11} |
| Umbral de audición | 0 | $20 \cdot 10^{-6}$ | 10^{-12} |

Tabla 1 *Tabla de niveles de sonido, presión sonora y potencia sonora*

1.2.6 Sensibilidad

La sensibilidad es la **capacidad de un auricular en convertir una señal eléctrica en una acústica**, o desde otro punto de vista, que nivel de volumen dará el auricular para un valor dado de la fuente. Esta medida se da en $\frac{\text{SPL dB}}{\text{mW}}$ aunque en algunos casos puede ser mostrado como $\frac{\text{dB}}{\text{mW}}$; y el valor de la señal de entrada es de 1mW. La sensibilidad de los auriculares, suele estar entre un rango de 80 a $125 \frac{\text{dB}}{\text{mW}}$, suponiendo que un auricular tenga una sensibilidad de $122 \frac{\text{dB}}{\text{mW}}$, obtendríamos que si lo alimentamos a 1mW estos

generarían una potencia de $122 \frac{\text{dB}}{\text{mW}}$. Como se ha explicado anteriormente el nivel de presión sonora **no se comporta de manera lineal**, por lo que si introducimos 2mW no generará 244 dB. Si se dobla o se reduce a la mitad la señal de entrada, supondrá la suma o resta respectivamente en 3dB en la salida. Por lo que será $125 \frac{\text{dB}}{\text{mW}}$.

No tiene sentido hablar del rango de sensibilidad de auricular por sí mismo, hasta que este no forme parte del conjunto del sistema de audio. Es el caso de un sistema que tenga un bajo nivel a la salida, usar un auricular con baja sensibilidad dará como resultado un SPL bajo. El aumento de volumen del amplificador en esta configuración, conducirá a un sonido distorsionado debido a la saturación del amplificador. Por otro lado, un auricular de alta sensibilidad unido a un amplificador de alta potencia obligará a un ajuste de volumen bajo, lo que puede dar lugar a más ruido. Un atenuador de auriculares pasivo y sencillo puede resolver este problema, reduciendo el nivel entregado a los auriculares, lo que permite aumentar el volumen del amplificador de auriculares a una configuración que produce menos ruido.

1.3 Amplificador de auriculares

Una vez conocidos los parámetros más importantes de los auriculares, se va a pasar a explicar que es un amplificador de auriculares, para que sirva y que parámetros lo definen.

Un amplificador de auriculares es un amplificador de audio diseñado particularmente para funcionar en auriculares en lugar de altavoces. Por lo general, forman parte de reproductores portátiles de música, televisiones o amplificadores integrados.

Los amplificadores de auriculares comerciales, permiten obtener volúmenes mayores y son capaces de dar una mayor corriente comparando con los amplificadores incluidos en reproductores portátiles. Por ejemplo en el caso de unos auriculares “high-end”, como el modelo Stax SR-007 será necesario un amplificador de auriculares para proporcionar la tensión requerida por estos tipos de auriculares.



Figura 1-6 Modelo sr-007 y amplificador de audio comercial

La mayoría de los amplificadores para auriculares suele proporcionar una potencia entre 10mW y 2W, dependiendo del uso específico del auricular y del propio diseño del amplificador. En algunos casos concretos algunos amplificadores son capaces de dar hasta 6W en cargas de baja impedancia. El beneficio de tal potencia de salida con auriculares no está determinado, ya que incluso auriculares con baja sensibilidad, pueden conseguir altos volúmenes que pueden ser dañinos con ese tipo de amplificadores.

Como se comentó anteriormente en el apartado de impedancia de auriculares, un amplificador de audio, puede representarse con una impedancia de entrada alta o infinito; y una impedancia de salida muy baja o idealmente nula. Esto permite que unos auriculares de baja sensibilidad suenen más alto gracias a la tensión extra proporcionada por el amplificador de audio. La mayoría de amplificadores de auriculares tienen una impedancia en el intervalo de 0.5 a 50 ohmios. Una alta impedancia de salida puede causar variaciones en la respuesta de frecuencia, debido a la variación de la impedancia de carga a diferentes frecuencias. Además lo que es aun más importante, con una baja impedancia de salida del amplificador se reduce drásticamente la distorsión, mejorando el control que tiene la fuente sobre el auricular. Lo que hace que tener una impedancia de salida en el amplificador sea un parámetro importante.

Para poder comprender como funciona un amplificador de auriculares, es necesario conocer los conceptos del amplificador de audio que se explican en el siguiente punto.

1.3.1 Amplificador de audio

Etapas de potencia, amplificador de potencia o etapas de ganancia son los nombres que se usan para denominar a un amplificador de audio. La función del amplificador es **aumentar el nivel de una señal**, incrementando, para ello, la amplitud de la señal de

entrada mediante corrientes de polarización (voltaje negativo, voltaje positivo) en el transistor de salida.

El amplificador trabaja, internamente, con corriente continua; en caso de ser alimentado con la tensión entregada por la red domestica se necesita un transformador y rectificador para adaptar el nivel de voltaje y tipo de corriente a los valores necesarios para el buen funcionamiento del equipo.

1.3.2 Tipos de amplificadores

Básicamente, se puede hacer la división atendiendo a los elementos que se van a usar, por lo que podemos hablar de dos tipos de amplificadores:

- Amplificadores realizados con válvulas.
- Amplificadores realizados con transistores.

1.3.2.1 Amplificadores de válvulas

Las válvulas fueron los dispositivos electrónicos activos por excelencia desde principios de siglo hasta bien entrados los años sesenta. Entonces se vieron desbancadas por los diminutos transistores y diodos de estado sólido, capaces de desempeñar las mismas funciones en espacios mucho más reducidos, con un menor peso y con temperaturas de funcionamiento muy inferiores a las de las válvulas. Parecía ser un gran alivio para los músicos, ya que se conseguía más potencia y menos peso. A principios de los setenta se empezó a apostar por la amplificación a transistores y se empezaron a fabricar amplificadores de este tipo.

Pero el transistor se encontró desde un principio con un grave problema, su baja linealidad y su mejor rendimiento teórico daban como resultado en circuitos de audio sonidos muy fríos y con poco carácter, cosa que no sucedía **con las válvulas cuyo comportamiento es más lineal que los transistores**. Esta es una de las causas por la que la válvula se ha mantenido desde entonces en amplificadores para instrumentos musicales y aplicaciones de audio profesional para estudios de grabación y alta fidelidad. Su comportamiento no lineal y teóricamente imperfecto queda de sobra compensado con resultados de sonido mucho más musicales y atractivos en cuanto a la tonalidad. Un simple circuito con una sola válvula puede dar un gran carácter y color al sonido, por eso se dice que ni un complejo circuito digital es capaz de emular al 100% el comportamiento de una válvula.



Figura 1-7 Válvula de la marca Bugera Modelo 12AX7B [8]

Para que una válvula funcione correctamente, necesita temperaturas superiores a los 100 °C y algunas de ellas llegan incluso a los 250°C y 300°C. El componente de la válvula que se encarga de calentar se llama filamento. Existen cuatro topologías de válvulas utilizadas comúnmente en audio diferenciadas por el número de componentes internos, pero sin tener en cuenta el filamento, que las componen:

- Diodos
- Tríodos
- Tetrodos
- Pentodos

En todas estas topologías tenemos dos elementos comunes: el ánodo y el cátodo. El cátodo se encuentra alrededor del filamento del cual se desprenden los electrones que fluyen hacia el ánodo creando una corriente eléctrica. Como bien se ha dicho anteriormente ha de existir una temperatura mínima de funcionamiento en el cátodo para que se produzca este flujo de electrones. Para facilitar el movimiento de los electrones entre el cátodo y el ánodo, se ha de conseguir el vacío en el interior de la válvula. Se necesita unas tensiones muy altas, para que los electrones que salen del cátodo sean atraídos fácilmente por el ánodo (entre 300V y 600V). El resto de componentes utilizados en los tríodos, tetrodos y pentodos permiten controlar la cantidad de electrones que pasan de cátodo a ánodo introduciendo de esta forma el concepto de la amplificación.

Las características de las válvulas son las siguientes:

- Las válvulas tienen una **ganancia relativamente baja**.
- **Alta impedancia de entrada**.
- **Respuesta lineal**.
- La capacidad de aguantar abusos momentáneos.

- **Se saturan suavemente** y se recuperan de la sobrecarga rápida y suavemente.
- Son más susceptibles a las vibraciones, que se llaman micro-fónicas, que los dispositivos de transistores, incluso sufren de ruido cuando se usan con filamentos en corriente alterna.

La mayoría de los amplificadores a válvulas usan un transformador de salida, el cual añade distorsión del segundo armónico y presenta una caída gradual en la respuesta a altas frecuencias.

1.3.2.2 Amplificadores de transistores

Una de las causas por las que se usan transistores es porque las válvulas son prohibitivamente caras para amplificadores de muy alta potencia, ya que la mayoría de los amplificadores de válvulas dan menos de 50W por canal.

Cuando salieron los primeros amplificadores de transistores, eran peores que los mejores amplificadores de válvulas de aquellos días. Debido a las bajas capacidades internas, los amplificadores a válvulas tienen unas características de entrada muy lineales, esto hace a los amplificadores a válvulas fáciles de alimentar y tolerantes a fuentes de altas impedancias de salida, tales como otros circuitos a válvulas y controles de volumen de alta impedancia; pero los amplificadores de transistores podrían tener un alto acoplamiento entre entrada y salida y podrían tener una impedancia de entrada menor. Sin embargo, algunas técnicas de circuito reducen estos efectos, incluso, algunos amplificadores de transistores evitan totalmente estos problemas usando JFET como circuitos de entrada.

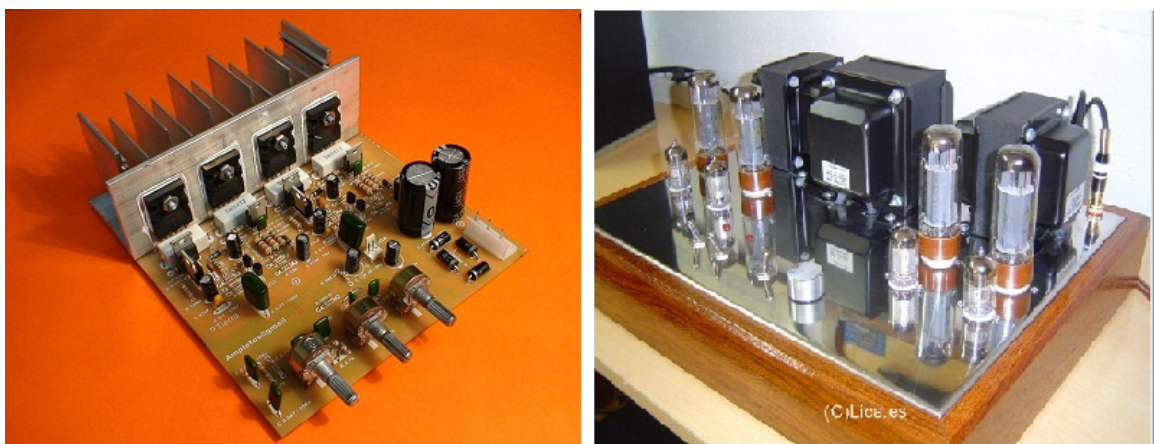


Figura 1-8 Amplificadores, a la izquierda de transistores, a la derecha de válvulas

1.3.2.3 Funcionamiento y características de los transistores

Los transistores operan con portadores minoritarios inyectados desde el emisor a la base que hace que fluyan a través de la base hacia el colector, controlando la corriente de la base. Los transistores BJTs están disponibles en pares emparejados y empaquetados, e incluso en complejos circuitos integrados, donde están combinados con resistencia y condensadores para conseguir funciones de circuitos complejos, como el caso de este proyecto.

Como sucedía con las válvulas, hay muchas clases de transistores, BJTs disponibles, algunos con una alta ganancia de corriente, mientras que otros tienen una menor. Existen transistores que son rápidos, y otros que son lentos. Algunos que manejan capacidades de entrada bajas y algunos tienen menos ruido que otros, es decir, existen como bien se ha dicho muchos modelos distintos de transistores con características totalmente diferentes.

En general, las características de la mayoría de los transistores son las siguientes:

- Tienen una **duración** casi indefinida.
- Tienen **alta ganancia**.
- Requieren alguna corriente de entrada.
- Tienen **baja resistencia de entrada**.
- Tiene capacidad para mayores entradas.
- Se saturan rápidamente.
- Son lentos de recuperarse de la sobrecarga, de la saturación.
- Son también susceptibles de descontrolarse con la temperatura cuando se usan incorrectamente.

Además de los transistores tipo BJT en el diseño de amplificadores se usan también MOSFETs y JFETs. Véanse algunas características de ambos.

Los MOSFETs al igual que en los BJTs, también están disponibles en pares y en circuitos integrados. Los MOSFETs emparejados no se acoplan tan bien como los pares de transistores bipolares, pero si lo hacen mejor que los de válvulas. Los MOSFETs:

- Tienen baja **corriente de entrada** y baja capacidad de entrada.
- Tienen **menor ganancia**
- Se saturan moderadamente y se recuperan rápidamente de la saturación
- **Son estables y robustos**
- No son susceptibles de embalamiento térmico ni de segunda avalancha

- Sin embargo, los MOSFETs no pueden soportar abusos tan bien como las válvulas.

Los JFETs, operan exactamente igual que los MOSFETs, pero no tienen una puerta aislada. Los JFETs comparten la mayoría de las características de los MOSFETs, incluyendo parejas disponibles, tipos P y N y circuitos integrados. Por el contrario, los JFETs no están disponibles normalmente como dispositivos de potencia, pero funcionan como excelentes pre-alimentadores de **bajo ruido**. La unión de la puerta da a los JFETs mayor capacidad de entrada que los MOSFETs e incluso les previene de ser usados de modo de acumulación o enriquecimiento. Los JFETs únicamente se usan como circuitos de deplexión o empobrecimiento.

Alguna vez, también nos podremos encontrar transistores bipolares de puerta aislada; son una combinación de un MOSFET y un transistor bipolar, aunque son raramente usados en audio High-end, pero se suelen usar para amplificadores de extremadamente alta potencia.

Como se puede observar, existen mucho tipos de transistores diferentes, por lo que la pregunta que nos debemos hacer es cuál de ellos es el mejor. En la práctica, cada uno tiene puntos fuertes y débiles, incluso porque cada tipo de dispositivo está disponible en tantas formas diferentes, la mayoría de los tipos puede usarse en la mayoría de los amplificadores con éxito.

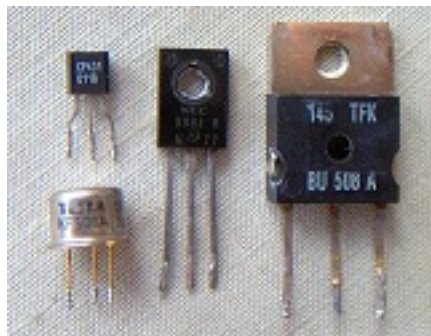


Figura 1-9 Transistores con distintos encapsulados

1.3.3 Estructura completa de un amplificador

En este apartado se presentará la estructura general/completa que tiene los amplificadores, y de la cual nos basaremos y tendremos que tener en cuenta, cuando vayamos a realizar el diseño de un amplificador.

Se ha de tener en cuenta que, los amplificadores comerciales constan de una o más fuentes de alimentación, previos como controles de balance, graves, agudos, volumen y

otros, y después las etapas de potencia, sin estar contenidas las anteriormente dichas en esta etapa. En el caso de existir control digital, el selector de canal puede ir incluido en esa parte, aunque puede ser mecánico. Un extra que se ha extendido a casi la totalidad de los amplificadores es el mando a distancia, lo cual como se ha de suponer no es indispensable para estos equipos, sino que lo que ofrecen es un mayor comodidad al usuario final.

Se ha visto por ahora todo lo que los fabricantes de amplificadores comerciales ofrecen en el mercado, pero realmente no es necesario, que un amplificador tenga todos estos elementos, ya que cuando se empezaron a fabricar estos aparatos, estos elementos no fueron incluidos desde un principio. Lo **mínimo necesario** que tiene que tener para que pueda funcionar un amplificador es:

- Fuente de alimentación.
- Control de volumen.
- Pre-amplificador (previos).
- Etapa(s) de potencia.

El esquema más normal de un amplificador es el siguiente:

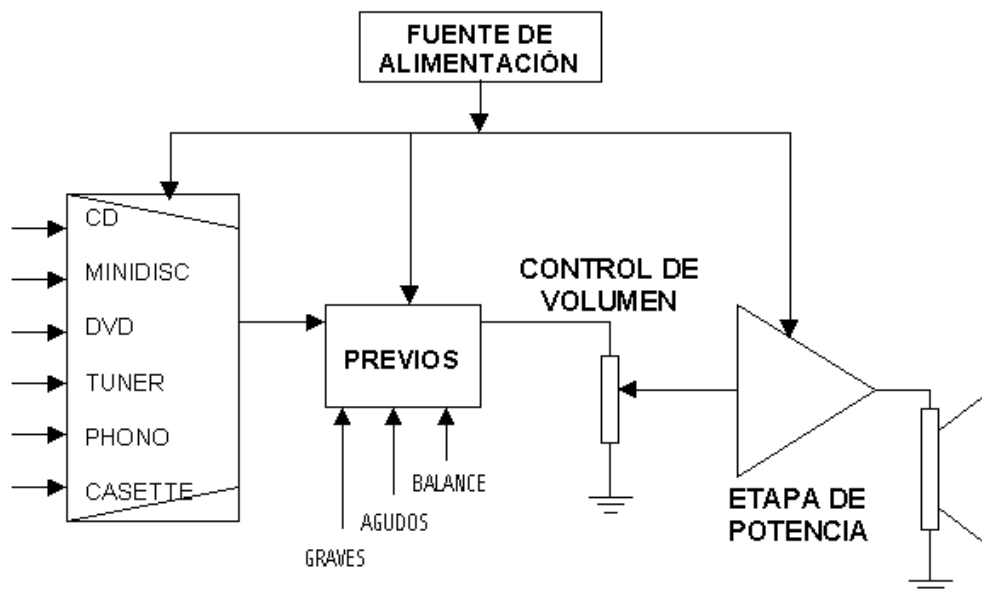


Figura 1-10 Esquema general de los amplificadores de audio

A continuación se realizarán algunos comentarios sobre la figura:

- La **fuentes de alimentación** es la encargada de transformar la tensión de 220V en las diferentes tensiones de trabajo que necesita el amplificador para trabajar

correctamente. Existen tres partes diferenciadas dentro de la fuente de alimentación: el transformador de alimentación el rectificador y los filtros.

- El **control de volumen** y balance se suele hacer utilizando un potenciómetro. Una de las **ventajas** que ofrece es que no puede añadir distorsión armónica a la señal, aunque por el contrario presenta la **desventaja** de que si añade ruido.
- La **distorsión**, la **ecualización** y efectos como la **reverberación** se añaden a la señal básica de nuestro instrumento en esta parte del amplificador. Debido a esto tendremos que más de un 50% del carácter del sonido del amplificador depende del diseño del pre-amplificador. En la mayoría de los amplificadores de alta gama no se incluyen controles de graves y agudos, ya que se entiende que a este nivel cualquier ecualización del sonido, para **evitar reverberaciones** y para ajustar el sonido al gusto personal debe hacerse en los altavoces.
- Hay que tener muy en cuenta, el caso de **la etapa de potencia** ya que es la **más importante**. En la inmensa mayoría de las etapas de los amplificadores comerciales de transistores se puede observar que tiene esta configuración

1.3.3.1 Estructura de una etapa de potencia

La etapa de potencia es la encargada de **suministrar la potencia a los altavoces** al ritmo de la señal de entrada. Los altavoces son los que transforman la potencia eléctrica en potencia acústica.

En la siguiente figura se representa cómo la etapa aumenta la tensión de la señal sin perturbar la forma de onda, suministrando además gran cantidad de corriente.

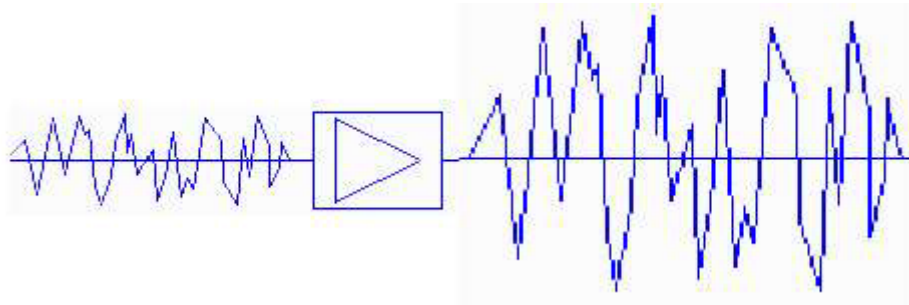


Figura 1-11 Señal a la entrada (izda.) y a la salida (dcha.) de una etapa de potencia en relación a su amplitud en voltios

La **principal característica** que define a una etapa de potencia o amplificación es la **potencia que puede entregar a la salida**. La etapa de amplificación de potencia no tiene ciertos elementos típicos de los amplificadores como son los previos, selector de previos o controles de tono.

La estructura global de una etapa de potencia es la siguiente:

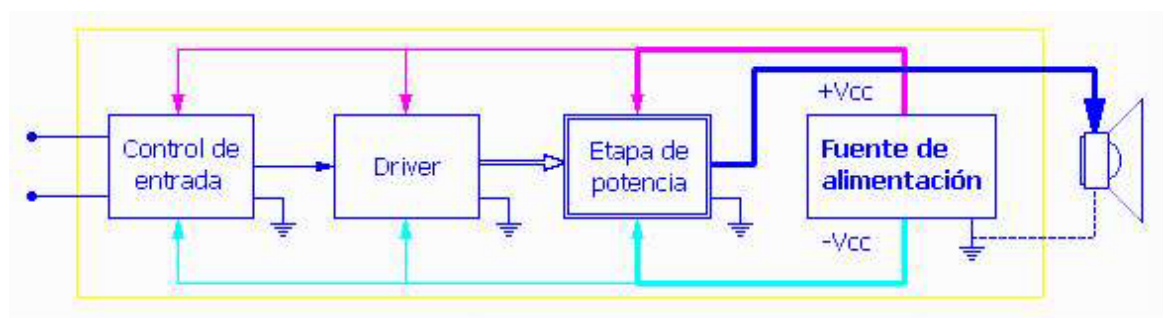


Figura 1-12 Estructura global de una etapa de potencia.

NOTA: Por etapa de potencia se entiende todo el conjunto exceptuando el altavoz de la derecha.

A continuación se explican en qué consiste cada parte de la presentada anteriormente:

- **Control de entrada:** es el punto a donde llega la señal de entrada. Esta sección define la impedancia de entrada del aparato y es donde se selecciona el nivel de amplificación deseado. Aumenta un poco la tensión de la señal de entrada antes de pasarla al driver. Los mandos que controlan la potencia de salida trabajan sobre esta etapa.
- **Driver:** es la encargada de excitar la etapa de potencia. Para ello amplifica mucho la señal que recibe del control de entrada para elevar mucho su voltaje antes de pasarla a la etapa de amplificación.
- **Etapas de potencia o de salida:** es la encargada de dar la potencia necesaria a la señal. La señal que recibe tiene mucho voltaje, pero muy poca intensidad. Esta etapa es que proporciona varios amperios de intensidad de corriente eléctrica a la señal sin embargo, apenas aumenta el voltaje que traía desde el driver. Maneja tensiones y corriente muy elevadas y es la que más recursos energéticos demanda de la fuente de alimentación, es decir la que más consume. Esta es la etapa que se conecta al altavoz, donde se consume la energía eléctrica, transformándose en movimiento que genera ondas acústicas y calor.
- **Fuente de alimentación:** es un dispositivo que adapta la electricidad de la red eléctrica general, para que pueda ser usada por las distintas etapas. Estas fuentes de alimentación suelen ser simétricas. Tiene que ser suficientemente grande para poder abastecer a la etapa de salida de toda la energía que necesita en el caso de estar empleándose el aparato a plena potencia. Un punto débil de las etapas de potencia suele ser la fuente de alimentación, que no puede abastecer correctamente a la etapa de salida. Por ejemplo: una etapa de potencia estéreo tiene que duplicar las tres etapas (entrada, driver y salida) y puede usar una fuente de alimentación para todos. Los equipos de calidad estéreo incorporan dos fuentes de alimentación una por canal.
- **Protecciones:** las etapas de potencia actuales incorporan diversas medidas de protección contra avería, que son más o menos sofisticados en función de la calidad y coste del equipo. Pueden ir desde el típico fusible a dispositivos activos de control de potencia. Las protecciones que se pueden encontrar normalmente son:
 - Protección electrónica frente a cortocircuito y circuito abierto.
 - Protección térmica para transistores de salida y transformador.
 - Protección contra tensión continua.
 - Protección contra sobrecarga.
 - Protección contra transitorio de encendido

1.3.3.2 Etapa de potencia simplificada

En la siguiente figura se presenta un modelo simplificado:

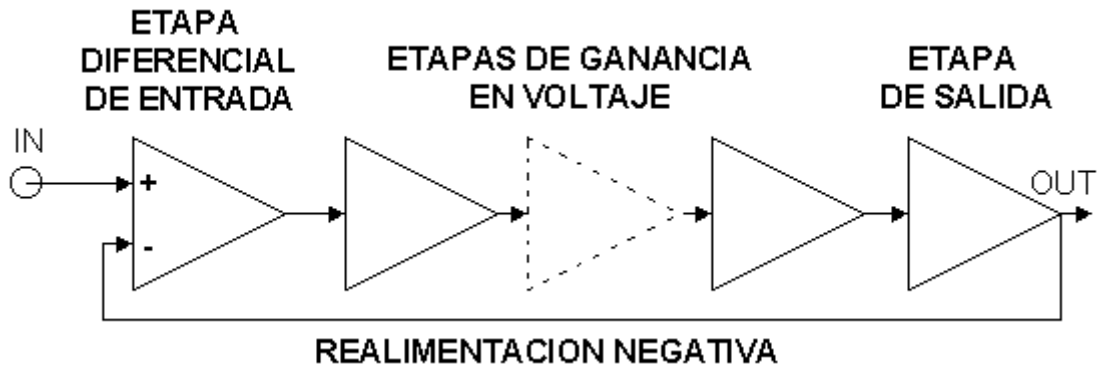


Figura 1-13 Etapa de potencia simplificada

Esta configuración es la más básica usada en las etapas de potencia de los amplificadores, a lo largo de este punto se verán las posibles configuraciones y las ventajas o inconvenientes de cada una de ellas. Las características que presenta esta configuración son las siguientes:

- **Etapa diferencial de entrada**: Proporciona ganancia, rechazo al rizado de la fuente de alimentación y hace que la realimentación sea más eficiente.
- **Etapas de ganancia en voltaje**: Proporcionan una ganancia en lazo abierto mucho mayor. Esto contribuye a **aumentar el ancho de banda** y **reducir la distorsión** cuando se añade la realimentación.
- **Etapa de ganancia en intensidad**: Etapa cuya ganancia en voltaje es menor que uno, consistente en un seguidor de emisor, o fuente, o dos complementarios.

¿Cuál es el objetivo de diseño que se persigue realizando un amplificador de este tipo? El **objetivo** del diseño es que la **calidad** del sonido sea la mayor posible, con una **mínima distorsión** y un **nivel de ruido muy bajo**.

1.3.3.3 Tipos de etapas de potencia

En este apartado se intentará explicar los diferentes tipos de etapas de potencia que se pueden encontrar o que ya no se usan tanto en amplificadores de audio, que bien se pueden diseñar o en los que se pueden encontrar en el mercado. Primeramente, se verán los diferentes tipos que existen y nos centraremos en el que más se está usando en los nuevos amplificadores que se están diseñando.

En la actualidad, existen muchos tipos y se suele hablar de clase A, de clase B, de clase C y un largo etcétera de clases, pero bien, ¿qué significan todos estos términos? Pues se refieren a las características de funcionamiento de las etapas de salida de los amplificadores. [9]

CLASE A:

Se empezará a describir la clase utilizada en el presente proyecto. Los amplificadores de clase A son los que **mejor suenan, más cuestan y los menos prácticos**. Desaprovechan corriente pero devuelven señales sin distorsión. La **gran desventaja** de clase A es que es **poco eficiente**, es decir, que requiere un amplificador de clase A muy grande para dar 50W, y ese amplificador usa mucha corriente y alcanza muy alta temperatura. Algunos amplificadores de high-end son clase A, pero la verdadera clase A solo está en quizás un 10% del pequeño mercado de high-end y en ninguno del mercado de gama media.

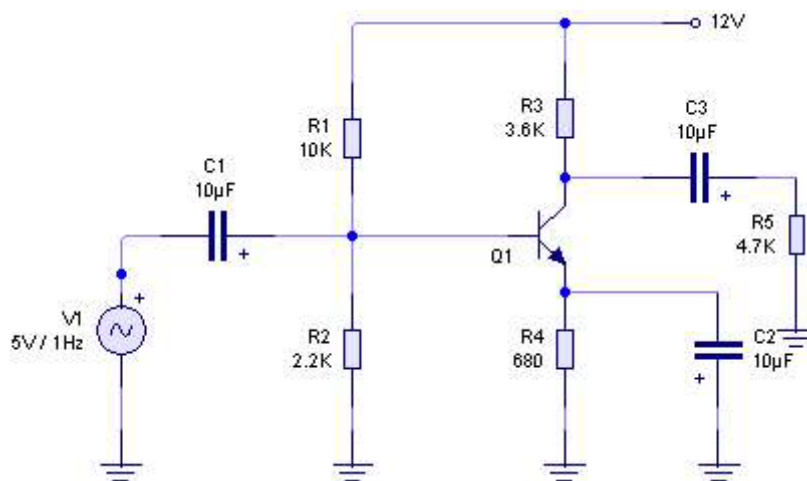


Figura 1-14 Amplificador Clase A (single-ended)

Los amplificadores de clase A, a menudo consisten en un transistor de salida conectado al positivo de la fuente de alimentación y un transistor de corriente

constante conectado de la salida al negativo de la fuente de alimentación. La señal del transistor de salida modula tanto el voltaje como la corriente de salida. **Cuando no hay señal de entrada, la corriente de polarización constante fluye directamente del positivo de la fuente de alimentación al negativo, resultando que no hay corriente de salida, se gasta mucha corriente.** Algunos amplificadores de clase A más sofisticados tienen dos transistores de salida en configuración **push-pull** como en el caso de este proyecto. Se puede decir, que la clase A se refiere a una etapa de salida en la que los transistores de salida siempre están consumiendo corriente. La gran ventaja de clase A es que es casi lineal, y en consecuencia la **distorsión es menor**.

CLASE B:

Los amplificadores clase B consisten en un transistor de salida conectado de la salida al positivo de la fuente de alimentación y otro transistor de salida conectado de la salida al terminal negativo de la fuente de alimentación. La señal fuerza a un transistor a conducir mientras que al otro lo corta, así en clase B, **no se gasta energía del terminal positivo al terminal negativo**.

Los de clase B tiene etapas de salida con **corriente de polarización cero**. La mayoría de las veces, un amplificador de audio clase B tiene corriente de polarización cero en una pequeña parte del circuito de potencia, para evitar no linealidades. Tienen una importante ventaja sobre los de clase A en eficiencia debido a que casi no usan electricidad con señales pequeñas. Los amplificadores de clase B tienen una gran **desventaja**, una **distorsión audible** con señales pequeñas. Esta distorsión puede ser tan mala que lleva a notarse con señales más grandes. Esta distorsión se llama **distorsión de cruce**, porque sucede en un punto que la etapa de salida se cruza entre la fuente y la corriente de amortiguación.

No hay casi amplificadores de clase B hoy en día a la venta, ya que no se utilizan casi para audio por sus características.

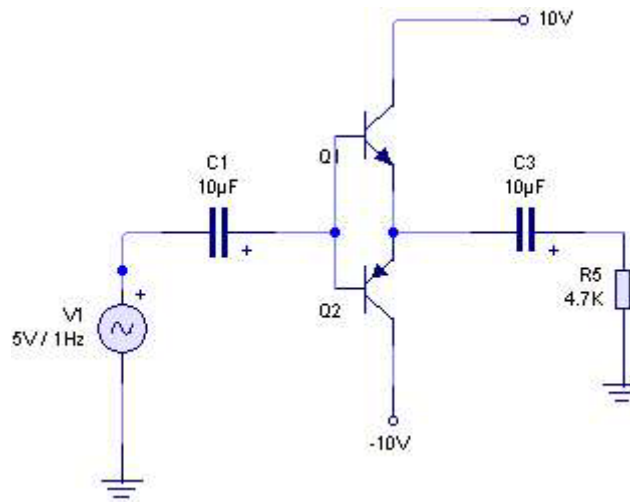


Figura 1-15 Amplificador clase B conexión push-pull

CLASE AB:

Por ahora, la clase AB es la que **domina el mercado** y rivaliza con los mejores amplificadores de clase A en calidad de sonido. Este tipo, usa **menos corriente** que los de clase A y pueden ser más **baratos, pequeños y ligeros**.

Los amplificadores de clase AB son casi iguales a los de clase B, ya que al igual que estos tienen dos transistores de salida. Sin embargo, los amplificadores de clase AB difieren de la clase B en que tienen **una pequeña corriente de libre fluyendo** del terminal positivo al negativo incluso si no hay señal de entrada. Esta corriente libre incrementa ligeramente el consumo de corriente, pero no se incrementa tanto como parecerse a los de clase A. Esta corriente de libre incluso **corrige** casi todas las no **linealidades** asociadas con la distorsión de cruce. Estos amplificadores se llaman de clase AB en vez de A porque con **señales grandes**, se comportan como los de **clase B**, pero con **señales pequeñas**, se comportan como los de **clase A**.

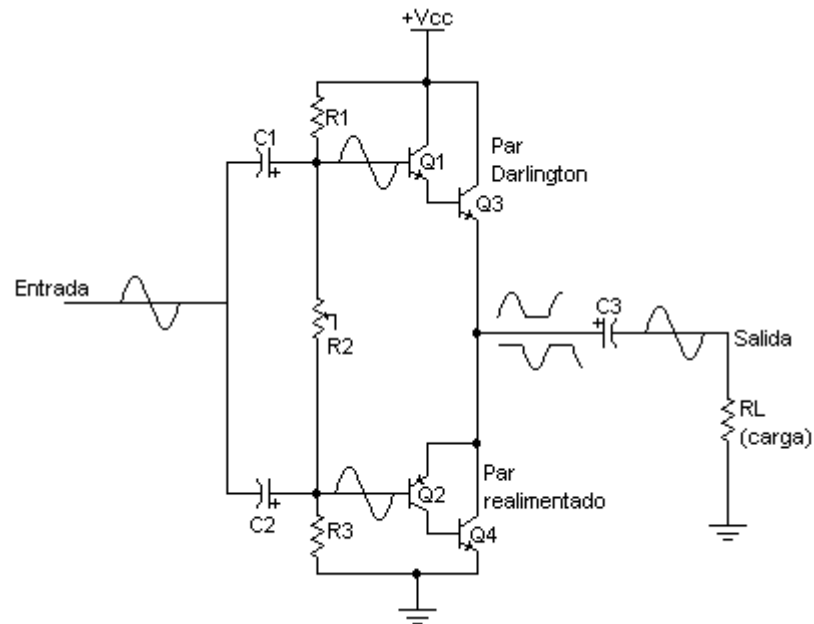


Figura 1-16 Amplificador Clase AB cuasi-complementario

CLASE C:

Los amplificadores de clase C son similares a los de clase B ya que en la etapa de salida tiene **corriente de polarización cero**. Sin embargo, los amplificadores de clase C tiene una región de corriente libre cero que es más del 50% del suministro total del voltaje.

Los amplificadores de clase C, **tampoco son prácticos para audio**.

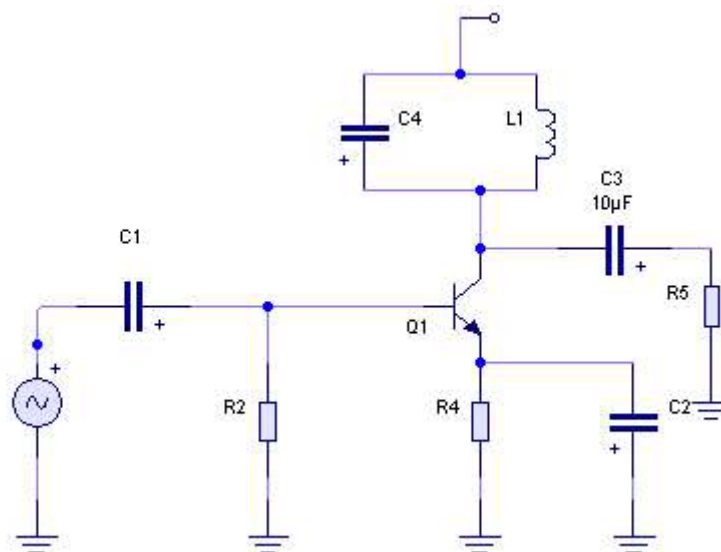


Figura: Amplificador Clase C

CLASE D:

Aunque estos tipos de amplificadores se usan mayormente para aplicaciones especiales como amplificadores de guitarras, de bajos y de amplificadores para subwoofers, en la actualidad se están creando amplificadores de clase D, para todo tipo de aplicaciones. Con esta clase obtenemos amplificadores incluso más pequeños que los de clase AB y más eficientes, aunque están limitados para menos de 10kHz (menor margen total de audio)

Los amplificadores de clase D usan técnicas de modulación de pulsos para obtener mayor eficiencia. Además usan transistores que están o bien encendidos o bien apagados, y casi nunca entre medias y así **gastan la menor cantidad de corriente posible**. También son **más eficientes** que los de clase A, clase AB, o clase B. Algunos tienen una eficiencia del 80% a plena potencia, pudiendo incluso tener bajo distorsión, a pesar de no ser tan buena como los de clase AB o A. Los amplificadores clase D son buenos por su eficiencia.

Es esencial que un amplificador clase D vaya seguido por un filtro paso bajo para eliminar el ruido de conmutación. Este filtro añade distorsión y desplazamiento de fase, incluso limita las características del amplificador en alta frecuencia, y es raro que tengan buenos agudos, pero por otro lado, va a quitar todo el ruido de conmutación sin causar pérdida de potencia, desplazamiento de fase, o distorsión. Para hacer un muy buen amplificador para toda la banda de frecuencias, la frecuencia de conmutación tiene que estar sobre los 40kHz. Desafortunadamente, la alta frecuencia de conmutación incluso significa disipar potencia de conmutación, también significa que la posibilidad de radiar ruido es muy alta.

OTRAS CLASES:

En muchos sitios se puede ver como se habla también de las clases E, G y H. Estas no están tan estandarizadas como las clases A y B.

El amplificador en clase E es un amplificador de pulsos cuya salida se encuentra sintonizada a una determinada frecuencia, suele ser empleado en aplicaciones de radio cuando se trabaja a una única frecuencia o bien en un margen muy estrecho de frecuencias. No es usado en aplicaciones de audio.

La clase G se refiere a amplificadores conmutados que tienen dos diferentes fuentes de alimentación. La fuente para el amplificador se conecta al voltaje menor para señales débiles y al voltaje mayor para señales fuertes, esto de más eficiencia sin requerir conmutar etapas de salida, de tal modo que pueden sonar mejor que los amplificadores clase D.

La clase H se baja en emplear un amplificador en clase D o una fuente de alimentación conmutada para alimentar a un amplificador en clase AB o A, de este modo el amplificador clase AB. La clase H es muy empleada en etapas profesionales.

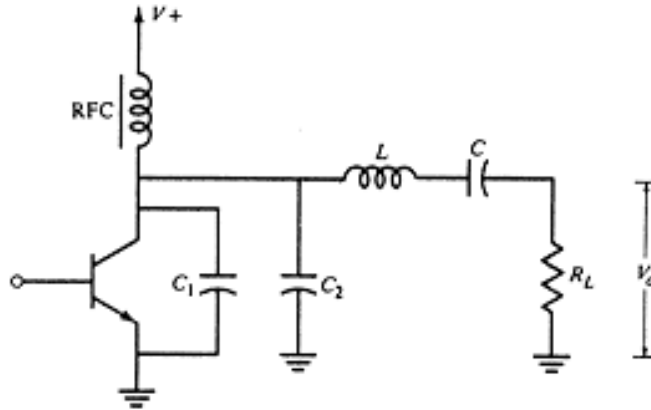


Figura 1-17 Amplificador clase E

1.4Objetivos

Los **objetivos** de este proyecto serán el desarrollo de un amplificador de alta calidad para auriculares de alta impedancia. Se incluirá en su diseño una **topología novedosa** de amplificador en clase A con **realimentación con sensado de corriente** en vez de en tensión. De esta forma se **corregirá la dependencia de la impedancia del auricular con la frecuencia** y se puede obtener una elevada linealidad. **La tensión de alimentación no está limitada** ya que se obtendrá de una fuente conectada a la red eléctrica. De esta forma se facilitara el poder suministrar una potencia suficiente a los auriculares aunque su impedancia sea por encima de 600Ω .

1.5 Estructura de la memoria

Para facilitar la lectura de la memoria, se incluye a continuación un breve resumen de cada capítulo:

El primer capítulo está enfocado a dar una introducción, con la cual informar al lector sobre las características principales de los auriculares, su diseño y también una breve introducción sobre los amplificadores de audio. Además se ha explicado las motivaciones y objetivos del proyecto por las cuales se ha creado el amplificador, y el cometido de este.

El segundo capítulo ayuda a entender el diseño del circuito utilizado; en él se podrá ver las diferentes topologías de diseño, el esquema en el que se verán representadas las diferentes partes del circuito y la función de cada una de ellas. También se da una breve introducción sobre la herramienta software que se ha empleado para el desarrollo del diseño. Por último se podrán ver las diferentes simulaciones realizadas sobre el diseño y una serie de cálculos teóricos.

El tercer capítulo está destinado a presentar la construcción del amplificador y las pruebas realizadas sobre él. Al igual que el capítulo anterior se presentará al software utilizado para la construcción de la placa. Se explicarán el diseño físico de la placa, el montaje y las medidas realizadas, para poderlas comparar con las obtenidas en los cálculos teóricos.

El cuarto capítulo únicamente ofrecerá la ejecución temporal de este proyecto fin de carrera mediante un diagrama de Gantt que muestra las fases que ha seguido el proyecto y finalmente se muestra el presupuesto del proyecto realizado.

El último capítulo, el quinto, ofrecerá las conclusiones finales obtenidas y los posibles trabajos futuros a desarrollar.

Una vez descrito el trabajo realizado, se indican las referencias de interés que han sido de utilidad para el desarrollo de éste.

El anexo muestra las hojas de características de los elementos empleados en el desarrollo de este trabajo

Finalmente se muestra un glosario con los términos usados en esta memoria.

Capítulo 2

DISEÑO DEL CIRCUITO

Tras haber descrito brevemente el problema que se pretende abordar, se procederá en este capítulo a presentar de forma resumida el sistema final a implementar y con el que se pretende alcanzar los objetivos marcados.

También se explicará con detalle las diferentes partes del diseño, algunos cálculos teóricos y las simulaciones realizadas sobre el mismo.

2.1 Topologías de realimentación de un amplificador

Los amplificadores de auriculares, o más concretamente los amplificadores de audio, no presentan todos el mismo tipo de realimentación, en este punto se verá las utilizadas normalmente, la utilizada en el proyecto y la diferencia entre ellas.

La siguiente figura muestra la realimentación en tensión de un amplificador o VFA, la cual es la topología convencional.

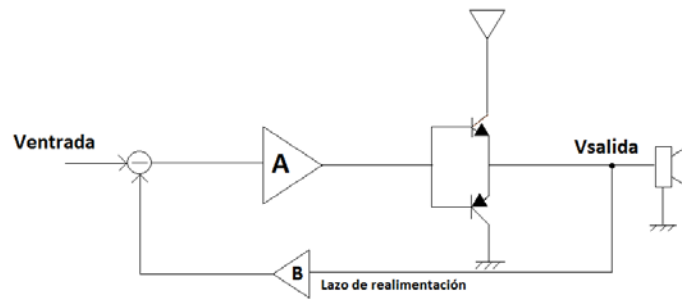


Figura 2-1 Realimentación en tensión

Se puede apreciar que el lazo de realimentación muestrea tensión de la salida y se resta a la tensión de entrada. También existe la siguiente topología utilizada en el presente proyecto es la que se muestra en la siguiente figura. Se trata de sensado en corriente y realimentación en tensión.

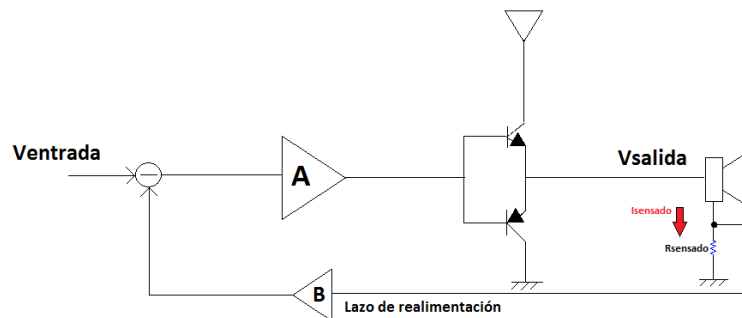


Figura 2-2 Realimentación en tensión sensado en corriente

En este caso la tensión de salida se podría medir como:

$$V_{Salida} = A * error$$

$$error = V_{entrada} - B * R_{sensado} \cdot I_{sensado} \quad (7)$$

Con esto se consigue evitar que la impedancia del altavoz varíe con la frecuencia

2.2Diseño y esquema del circuito

2.2.1 Introducción a entornos EDA

La aparición de los entornos gráficos ha facilitado considerablemente el diseño y simulación de circuitos electrónicos, convirtiéndose en la mayoría de los casos en una

herramienta imprescindible, cuya evolución discurre paralelamente a la de los computadores en los que se hallan instalados.

Los llamados entornos **EDA** son similares a los programas **CAD/CAM** pero orientados al diseño electrónico. Se controla el diseño y la producción desde el computador, pudiendo realizarse los cambios necesarios mientras discurre el proceso.

Estos paquetes de software están compuestos por una serie de programas que utilizan los datos existentes en las librerías y los procesan para obtener finalmente un conjunto de ficheros que contienen el diseño.

En primer lugar hay que realizar la captura del esquema y a continuación se realiza el diseño de la placa de circuito impreso PCB.

Se ha optado por el software de **OrCAD®** de la empresa **CADENCE** [10] por ser uno de los más potentes del mercado y de los más extendidos, así como por su facilidad de manejo.

El capturador de esquemas de OrCAD® se denomina **Capture** y con él se crea el esquemático del circuito (analógico, digital o mixto) a diseñar, utilizándose también para modificar diseños ya realizados.

También se utiliza para crear y modificar componentes, hacer simulaciones electrónicas del circuito, obtener listados, etc.

En la siguiente figura (Figura 2-3), se puede apreciar el esquemático general del circuito; en él, aparecen una serie de bloques que son los que componen el circuito. Este diseño es el primero que se realizó para simular pruebas sobre él. Posteriormente se mostrará otro diseño, en el cual se añaden otros bloques, como es el caso de un circuito de protección. En este diseño final se cambiarán algunos componentes pasivos por circuitos integrados para su posterior construcción.

El procedimiento es sencillo, hay que crear un nuevo proyecto; posteriormente se añaden las librerías donde se encuentran los componentes, y se van uniando entre ellos. Si un componente no se encuentra, el software nos permite construirlo, además Capture tiene una opción en la que se dibuja el componente y se le asigna los pines de manera personalizada, permite numerarlos según proceda.

2.2.2 Esquema global del circuito

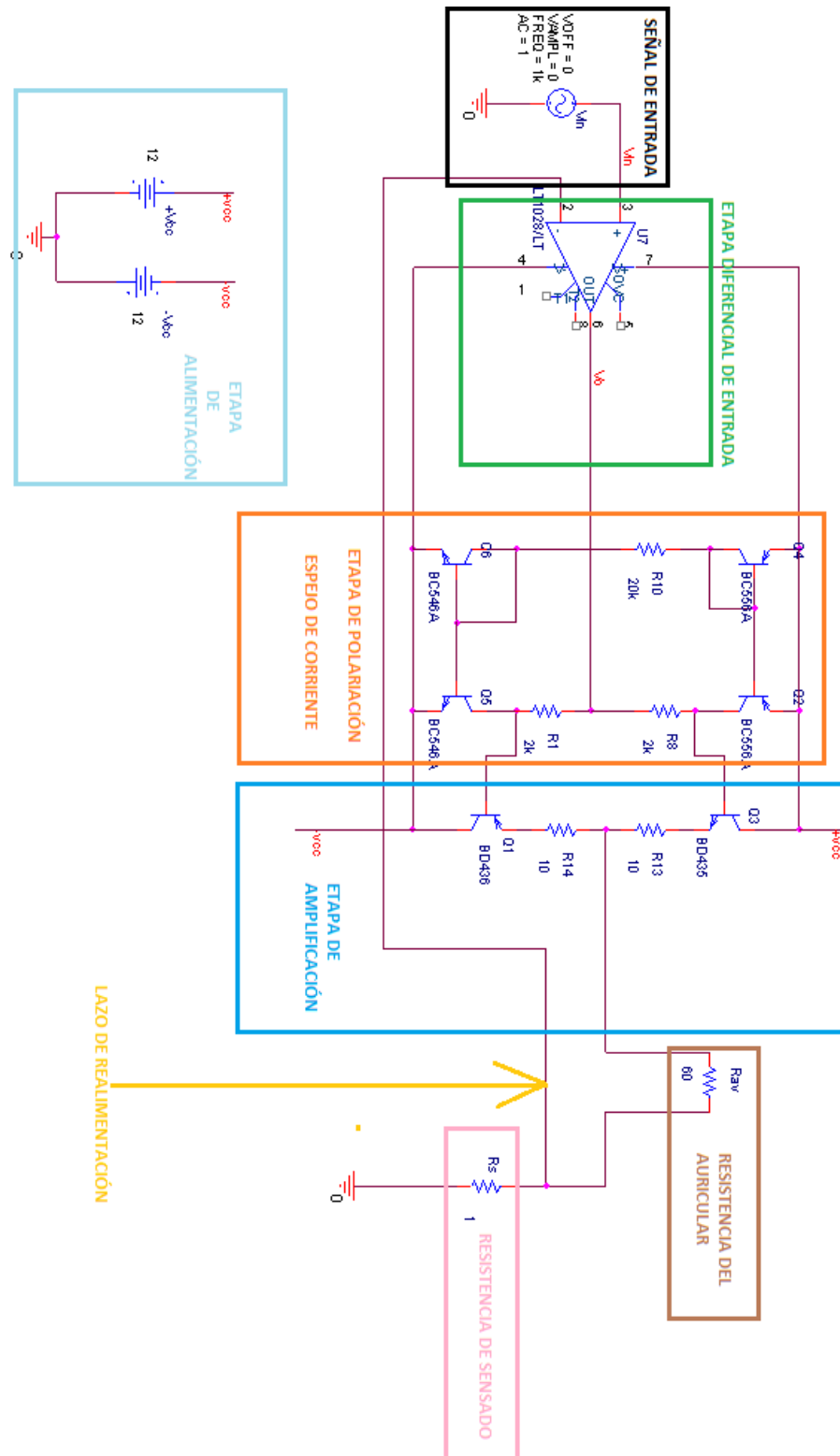


Figura 2-3 Esquema general del circuito de simulación

2.2.3 Señal de entrada

Se encarga de introducir las diferentes tipos de entrada a la etapa diferencial. En las pruebas realizadas sobre el circuito se ha introducido una señal senoidal de frecuencia 1kHz y una tensión de amplitud de 50mV. Para hallar medidas con el circuito en reposo, simplemente se cambiaba el valor de la amplitud a 0V.

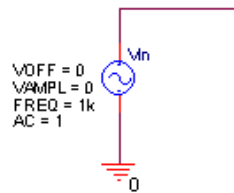


Figura 2-4 Señal de entrada

2.2.4 Etapa diferencial de entrada

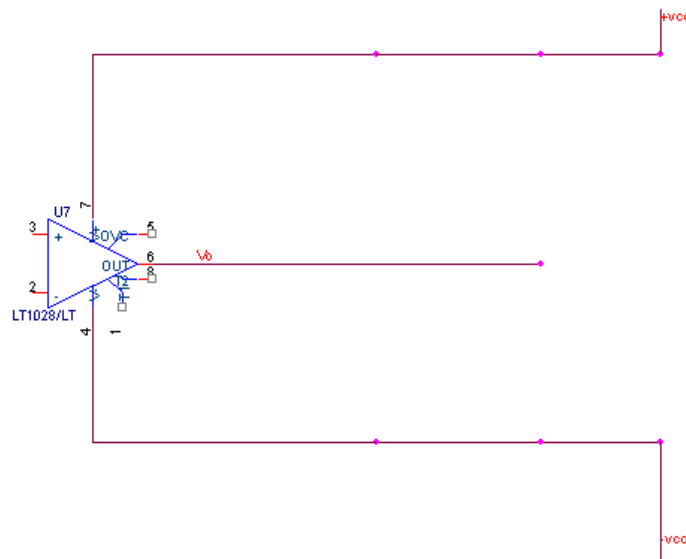


Figura 2-5 Etapa diferencial

La salida del amplificador diferencial es proporcional a la diferencia entre V_+ y V_- multiplicado por un valor de ganancia concreto. En el presente proyecto el modelo utilizado es el **LT1028** de Linear Technologies®. Su elección se explicará más adelante, y se incluye una hoja de características en el apartado de anexos en el que se podrán apreciar sus características.

2.2.5 Etapa de polarización. Espejo de corriente

Esta etapa será la encargada de suministrar corriente a las bases de los amplificadores de la etapa de amplificación, y se realiza mediante un espejo de corriente. [11]

El espejo de corriente es un circuito que actúa como fuente de corriente cuyo valor es un reflejo de la corriente que pasa por una resistencia de polarización y un diodo. La corriente que proporciona es constante y se utiliza principalmente en circuitos integrados. Para ello se necesitan transistores con idénticas caídas de tensión base-emisor (V_{BE}) e igual valor de ganancia (β); además las corrientes de emisor de los dos transistores BJT son iguales. En el caso de las dos bases también están conectadas al mismo punto, y la corriente de los dos colectores es prácticamente igual a la de los emisores ($I_C = I_E$).

Hay una conexión entre el colector de un transistor con la base, esta corriente corresponde a $2I_E/\beta$. Esta corriente entra a la base, de la cual sale una respectiva corriente para cada base de los dos transistores en una misma magnitud $I_B = I_E/\beta$.

Por último V_{CC} se conecta en serie con una resistencia, que en nuestro caso será un potenciómetro para poder controlar la corriente a la salida. Con todos estos valores se puede obtener la **corriente de referencia** de una manera simple:

$$I_{Ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \quad (8)$$

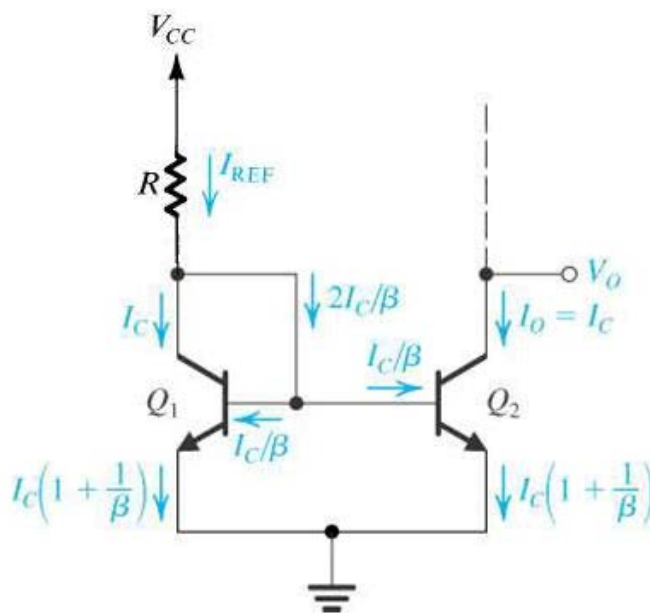


Figura 2-6 Polarización de espejo de corriente

La elección de la resistencia se explicará en un apartado posterior, dentro de este mismo capítulo. En el diseño realizado en la simulación aparecen 2 espejos, uno para alimentación positiva y otra negativa. El porqué de su elección se explicará más adelante en funcionamiento del circuito. Para la realización de la PCB se sustituirán los transistores por un encapsulado dual que engloba al par.

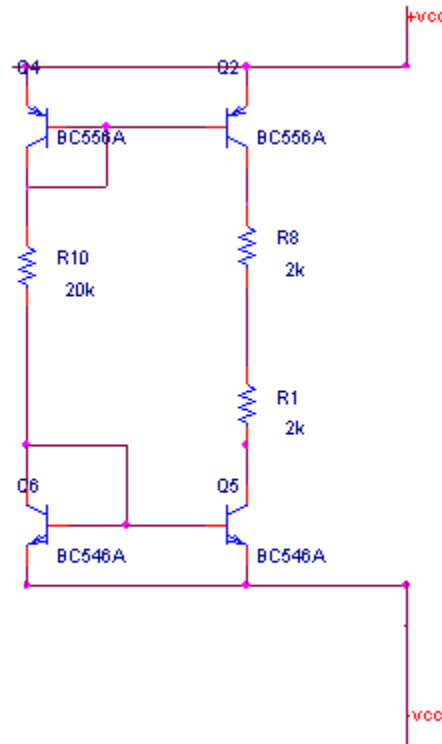


Figura 2-7 Espejo de corriente en Capture

2.2.6 Etapa de amplificación clase A

En el capítulo anterior se vio las diferentes clases de amplificadores de potencia que hay según la configuración. Aunque el diseño que se aprecia arriba pueda parecer el de un amplificador clase B o AB es en realidad un amplificador en clase A.

El transistor en una etapa clase A conduce durante todo el ciclo de la señal de entrada; es decir, el ángulo de conducción es de 360° . En contraste, la etapa de clase B, está polarizada con una corriente cero de DC. Por tanto un transistor en una etapa clase B conduce durante sólo la mitad del ciclo de la onda seno de entrada y el ángulo de conducción resultante es de 180° . Las mitades negativas del senoide serán suministradas por otro transistor que también opera en el modo clase B y conduce durante los semiciclos alternos. [9]

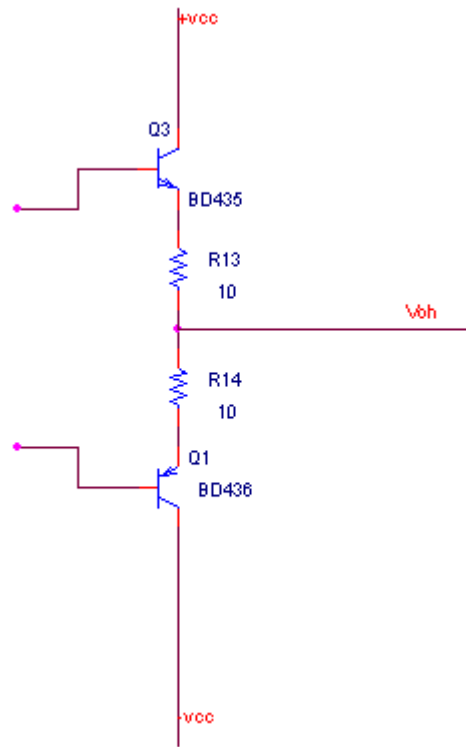


Figura 2-8 Etapa de potencia en clase A

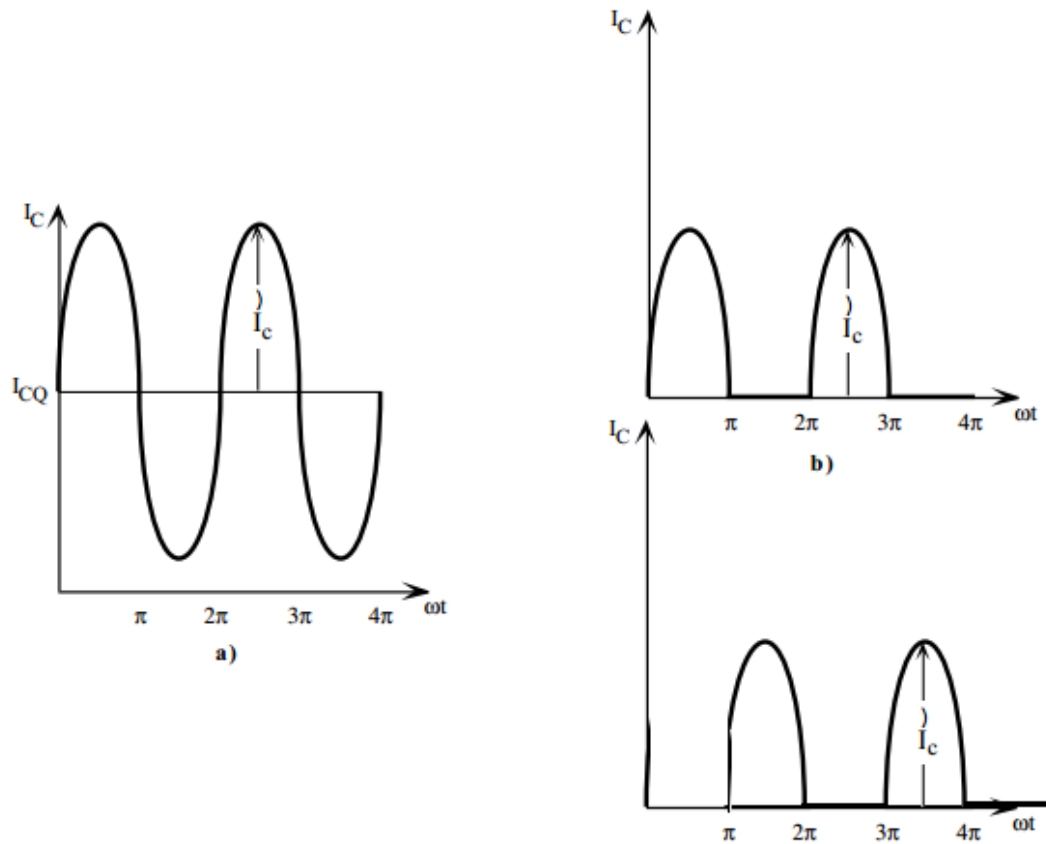


Figura 2-9 Corrientes de colector (I_c) en Clase A a la izquierda y clase B a la derecha

El amplificador se comporta como **clase A** ya que al ser un diseño simétrico, los transistores están siempre en región activa y por lo tanto conduciendo. Por lo que la corriente de reposo nunca es cero, esto se considera muy ineficiente debido a que para señal cero en la entrada, se tiene un $I_{CQ} > 0$ luego el transistor disipa potencia continuamente.

2.2.7 Resistencia auricular, resistencia de sensado y lazo de realimentación

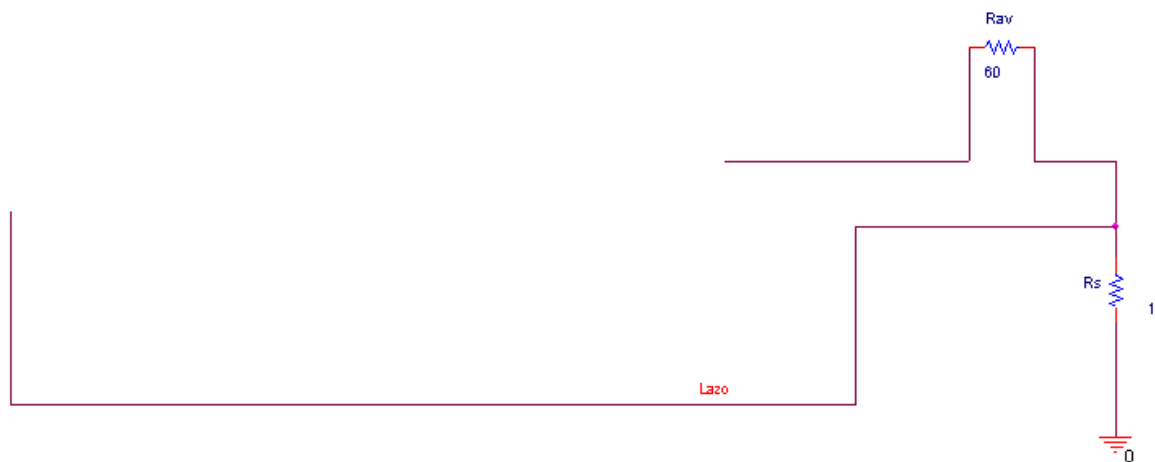


Figura 2-10 Resistencia de sensado, resistencia auricular y lazo de realimentación en Capture

Esta etapa es la encargada de medir que corriente pasa por los altavoces y realimentarla al amplificador operacional que lo comparará con la entrada y lo corregirá. El diafragma del altavoz varía en función de la corriente que pasa por la bobina.

2.3 Simulaciones

2.3.1 Elección del Amplificador Operacional

Para la elección del amplificador operacional en la etapa de diferencial de entrada, se eligieron varios amplificadores operacionales y se simuló el circuito completo de la figura 2.3. Aquí se presentan los resultados de dos de ellos. El LM324 y el LT1028, este último fue el elegido por sus mejores prestaciones.

LM324

Las siguientes figuras muestran el **diagrama de Bode** del amplificador, la ganancia en dB, y la fase en grados, con el LM324. El ancho de banda medido a -3dB es aproximadamente 13.2 kHz, y la diferencia de fase a esa frecuencia es de unos 47°.

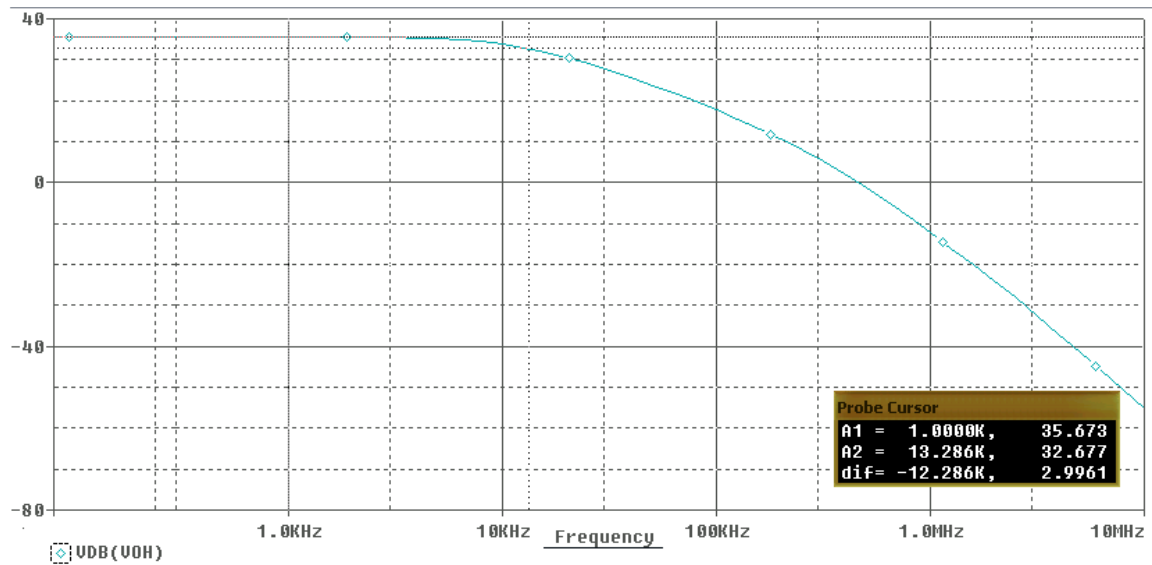


Figura 2-11 Diagrama de Bode en ganancia para LM324

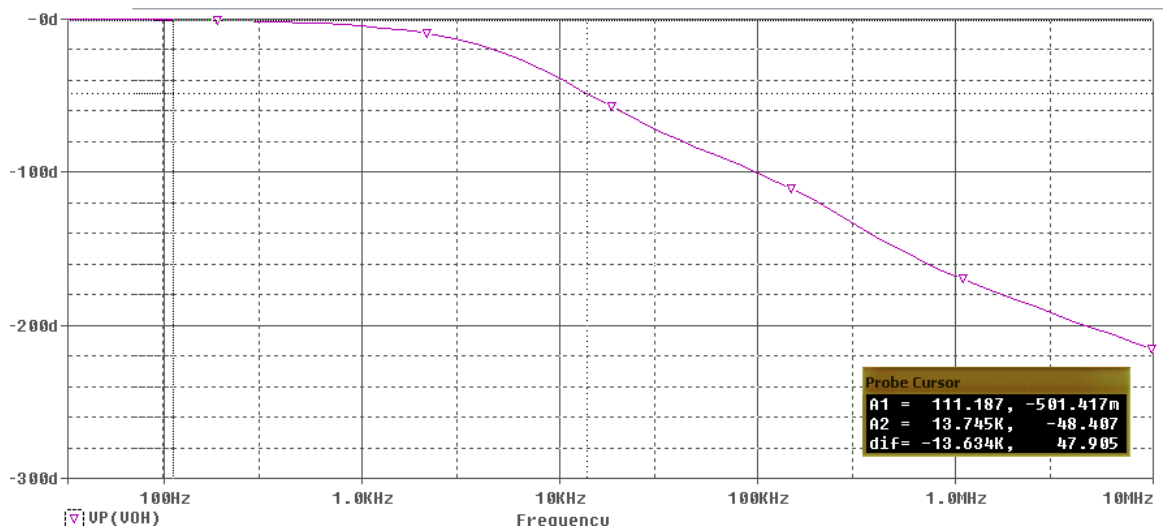


Figura 2-12 Diagrama de Bode en fase para LM324

LT1028

En el caso del amplificador operacional LT1028 se puede apreciar que el ancho de banda es completamente superior, llegando a 787 kHz y una ganancia de 35dB. La respuesta en la fase también lo es ya que a unos 30 kHz el desfase es únicamente de unos 1.75°.

Como su comportamiento es mejor, este amplificador fue el elegido, ya que la señal de audio abarca típicamente entre 20Hz y 20KHz, y en el caso del LM324 solo obtendríamos un ancho de banda de 13KHz. EL pico de ganancia observado en el amplificador con el LT1028 a alta frecuencia puede ser un indicio de potencial inestabilidad. Para compensarlo se añadió un condensador de estabilización, se puede apreciar en la figura 3.9.

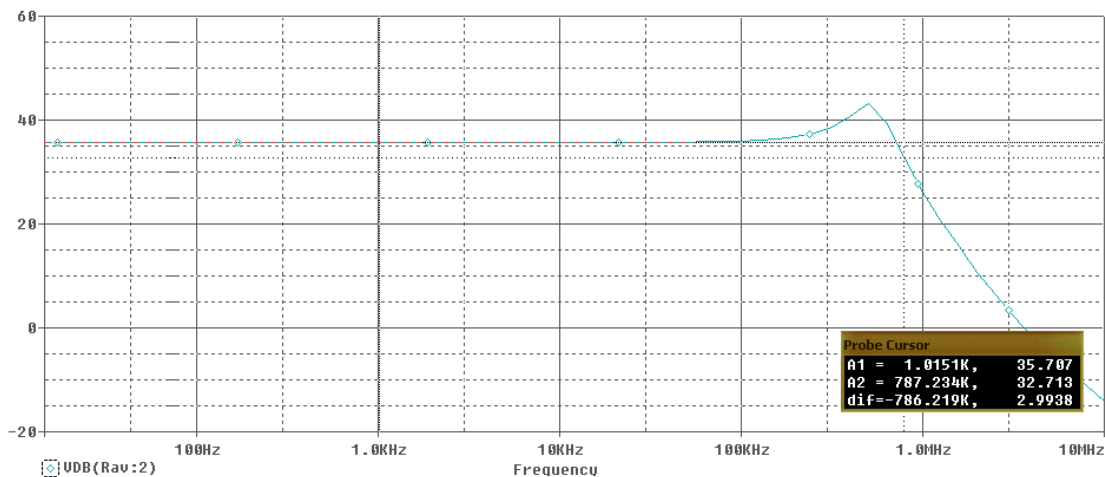


Figura 2-13 Diagrama de Bode en ganancia para LT1028

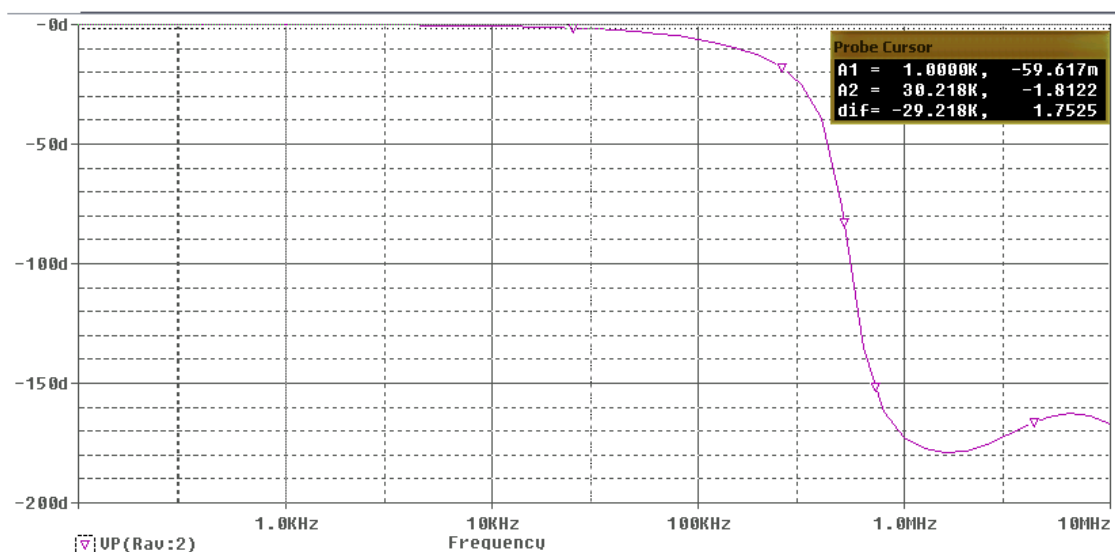


Figura 2-14 Diagrama de Bode en fase para LT1028

2.3.2 Cálculo de Resistencia del espejo de corriente para la corriente de reposo

Otro de los cálculos realizados es de la resistencia del espejo de corriente, la cual controla la corriente de reposo en la etapa de amplificación. En el esquema R10 es el valor buscado.

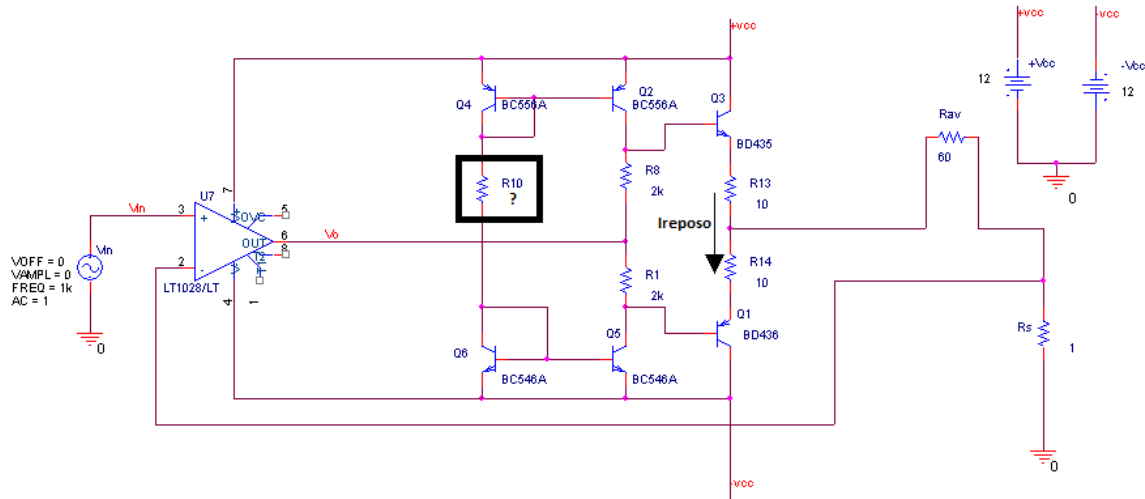


Figura 2-15 Esquema global del circuito en capture

La corriente de reposo es aquella que pasa por la etapa de amplificación, cuando al circuito no se le aplica entrada. La corriente que se busca es de aproximadamente 60mA. Mediante unos sencillos cálculos se podrá llegar al valor aproximado que ha de tener esa resistencia para dar tal corriente de reposo.

Lo primero que se intenta calcular es la tensión y la corriente de las bases de los transistores Q1 y Q3. Suponiendo que los transistores están en activa $V_{BE} = 0,7V$ (Q3) y que va a ser todo prácticamente simétrico se pueden sacar los siguientes valores:

$$V_{CC} = V_{CE} + R_{13} \cdot I_{REPOSQ} ; V_{CE} = 12V - 10\Omega \cdot 60mA = 11,4V \quad (9)$$

Sabiendo que $V_E = 0,6V$ y que suponíamos $V_{BE} = 0,7V$; Se puede hallar la tensión en la base como:

$$V_{BE} = V_B - V_E ; V_B = V_{BE} + V_E = 0,7V + 0,6V = \mathbf{1,3V} \quad (10)$$

Para calcular la corriente utilizaremos la relación que existen en los transistores cuando están en región activa, para ello supondremos un valor de $\beta = 120$:

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{60mA}{120 + 1} \cong 0,5mA \quad (11)$$

Luego la corriente y la tensión que pasan por las bases de los transistores de la etapa de amplificación son $I_B = 0,5mA$ y $V_B = 1,3V$ respectivamente.

El siguiente cálculo será la corriente que circula por el espejo de corriente, ya que con ella se podrá obtener la corriente de referencia y podremos calcular el valor de la resistencia. Para ello se obtiene la corriente que circula entre las resistencias R_8 y R_1

$$I_1 = \frac{(2 \cdot 1,3)V}{4 \cdot 10^3 \Omega} = 0,625mA \quad (12)$$

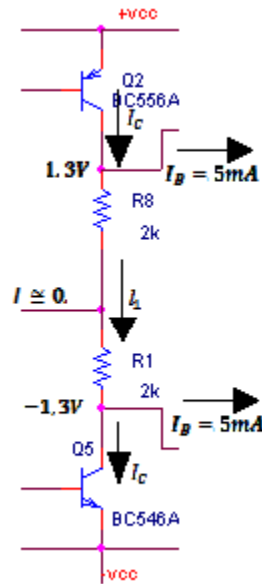


Figura 2-16 Cálculo de corriente de colector del espejo de corriente

Por lo que:

$$I_C = I_1 + I_B = 1,125mA \quad (13)$$

Cuando se habló de los espejos de corriente, se mencionó que la corriente a la salida era igual o aproximadamente igual a la de referencia. Gracias a esto podremos obtener el valor de la resistencia que controlará la corriente de reposo. La siguiente fórmula utilizada también se vio en el apartado de los espejos de corriente:

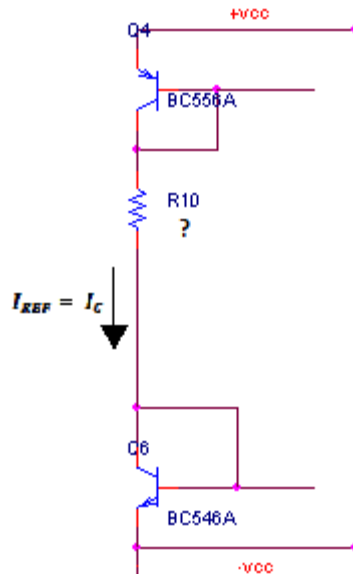


Figura 2-17 Corriente de referencia

$$I_{REF} = \frac{2 \cdot V_{CC} - 2 \cdot V_{BE}}{R_{10}} \quad (14); \quad R_{10} = \frac{(2 \cdot 12 - 2 \cdot 0,7)V}{1,125mA} \cong 20k\Omega \quad (15)$$

.El valor requerido para esa resistencia será de **20kΩ**, aunque en el montaje final se colocará un potenciómetro para poder regular la corriente.

NOTA: Las corrientes a la salida del amplificador operacional y la salida de la etapa de potencia se han aproximado a 0A. También se han aproximado los valores de las ganancias β y la tensión V_{BE} de los transistores; estos últimos obtenidos de las hojas de características.

2.3.3 Variación del ancho de banda en función de la corriente de reposo

Para ver como varía el ancho de banda en función de la corriente de reposo sin despreciar los efectos no lineales (ver ecuaciones del ap. 2.4.2) se ha realizado un análisis paramétrico en función de diferentes valores del potenciómetro, ya que este controla la corriente de reposo. Los valores van desde 1kΩ hasta 20kΩ con incrementos de 1kΩ. Se puede apreciar que a medida que vamos aumentando el valor del potenciómetro, va aumentando el ancho de banda a su vez. En todos los casos la limitación de ancho de banda está muy por encima del ancho de banda de la señal de audio.

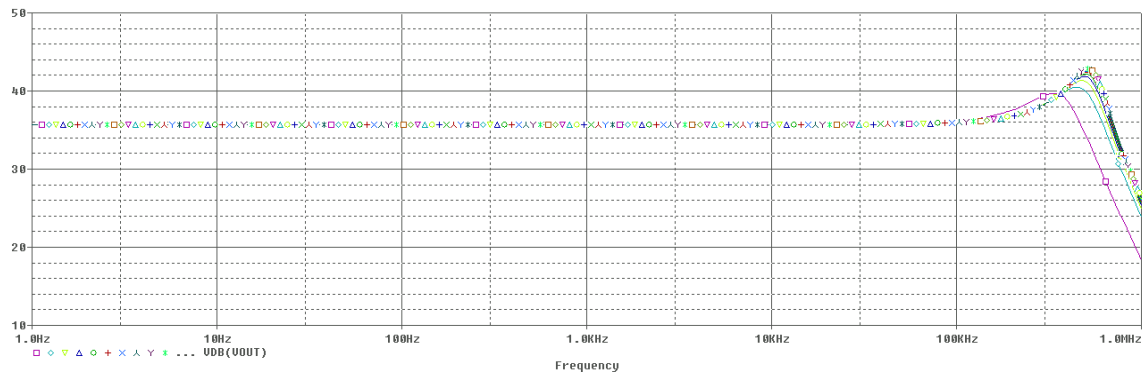


Figura 2-18 Variación del ancho de banda respecto al potenciómetro

2.3.4 Variación de la eficiencia en función corriente de reposo.

También se ha querido simular como varia la eficiencia en función de los valores antes dados al potenciómetro. La eficiencia se definía como:

$$eficiencia = \frac{Potencia_{salida}}{Potencia_{entrada}} = \frac{I_{out(RMS)} \cdot V_{out(RMS)}}{I_{in(RMS)} \cdot V_{in(RMS)}} \quad (14)$$

Se aprecia que aumenta la eficiencia al aumentar el valor del potenciómetro, el valor máximo se alcanza en 20kΩ y es del alrededor el 30%. Este valor de eficiencia es bastante bajo. Como ya se vio en el capítulo anterior, los amplificadores en clase A son poco eficientes ya que la corriente que pasa por los transistores siempre es distinta de cero.

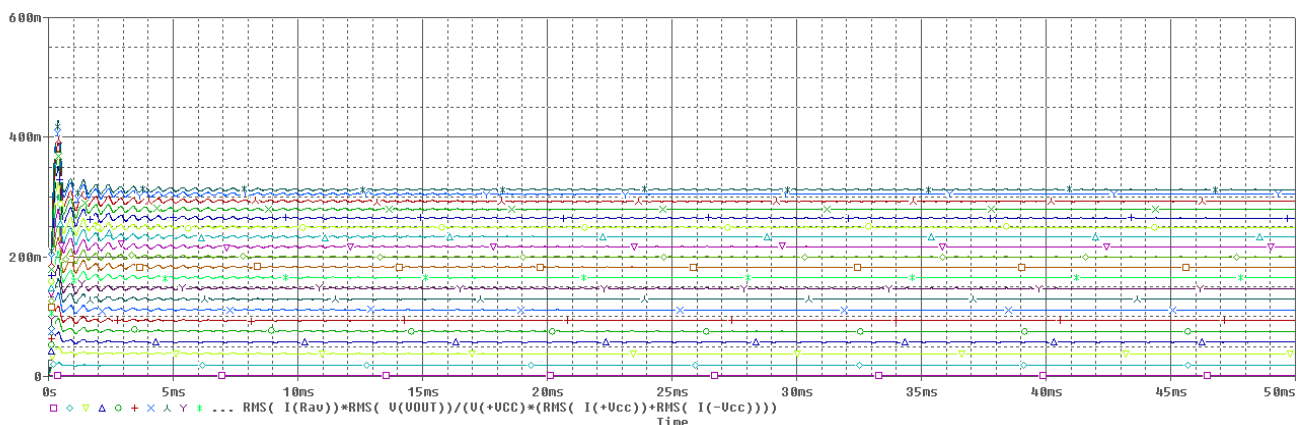


Figura 2-19 Diferentes valores de eficiencia

Capítulo 3

CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS

3.1 Cambios realizados en el diseño del layout

Para la creación del PCB se ha tenido que realizar una serie de cambios en el diseño del capture, los cuales se describen a continuación:

3.1.1 Etapa de entrada

En esta etapa se ha introducido un potenciómetro antes de la entrada del amplificador operacional como potenciómetro de volumen. Además se ha sustituido la señal de entrada por un conector o Jumper, para poder introducir esta señal mediante cables y un generador de señales.

3.1.2 Potenciómetro y pares de transistores

Los transistores que forman el espejo de corriente se sustituirán por un encapsulado que contiene dichos pares de transistores, así se consigue que las ganancias y las tensiones que caigan en ellos sean lo más similares posibles. En el caso

de los que van alimentados positivamente se han sustituido por el integrado SSM-2220 de Analog Devices®. En el caso de los transistores alimentados negativamente han sido sustituidos por el encapsulado MAT-02 de la misma compañía. Este componente en la actualidad se encontraba obsoleto, por lo que en el montaje final se ha usado su versión más actual MAT-12.

La resistencia que se calculó en el capítulo anterior para polarizar la corriente de reposo, se sustituirá por un potenciómetro de valor 50kΩ.

3.1.3 Reguladores de tensión

A la hora de alimentar el circuito se han añadido dos reguladores de tensión, el primero para la tensión positiva, LM7812 de National®, y el correspondiente para la tensión negativa, LM7912 de la misma compañía. El objetivo de introducir estos reguladores es obviamente mantener la tensión de alimentación en unos valores constantes.

En el prototipo de laboratorio, la alimentación se realizará a través de unos conectores o Jumpers mediante una fuente de tensión de banco y cables.

3.1.4 Salida para auriculares

Para poder conectar los auriculares ha de modificarse primero el conexionado del conector, en el que la masa de cada auricular está unida en una sola conexión. Una vez modificado el conector de los auriculares, introduciremos los hilos en unos conectores que hemos habilitado en el circuito impreso. Para las medidas sobre la placa se conectará una resistencia con el fin de preservar la integridad de los auriculares.

3.1.5 Relé de protección

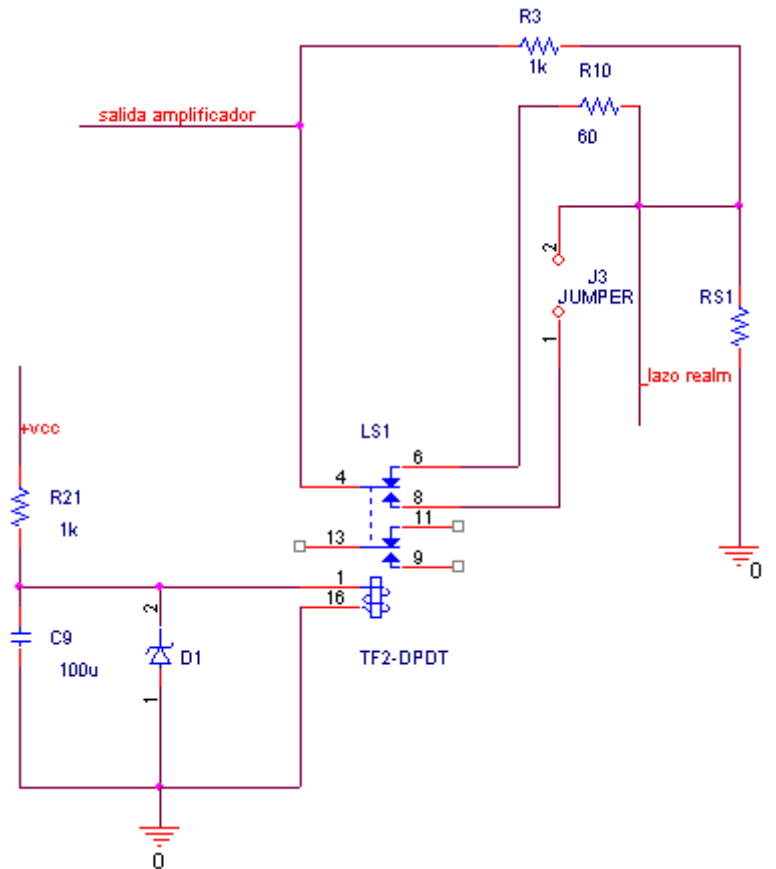


Figura 3-1 Relé de protección

Cuando se realiza el encendido del circuito se producen o pueden producir picos de corriente o tensión, al no estar estabilizado el bucle de realimentación en un momento inicial. Como los auriculares cierran el lazo de realimentación, podrían ser dañados o incluso quedar inservibles. Para ello se ha añadido un circuito de protección con un relé y otros componentes. El objetivo es que una vez realizada la conexión el punto donde están conectados los auriculares tenga una corriente lo más estable posible.

El relé elegido es DPDT, es decir, doble polo y doble vía. Doble polo para poder proteger tanto el auricular del lado derecho, como el del izquierdo. En la figura aparece únicamente conectado uno de los auriculares, los conectores 9,11 y 13 estarían referidos al otro canal.

A la salida del relé tenemos doble vía, la que está inicialmente conectada, está unida a una resistencia que simula la resistencia de los altavoces con un valor de 60Ω. A la otra vía estarán conectados los altavoces a un conector (J3). Cuando pasa el tiempo impuesto por la carga del condensador C9 el relé cambian de una a otra vía, por lo que los altavoces serán alimentados saltándose el transitorio de la conexión, que en cambio

si sufrirá la resistencia de $60\ \Omega$. Para que no haya un corte en el lazo de realimentación durante el cambio de una vía a otra, se ha añadido una resistencia de valor $1k\Omega$ que cerrará el lazo durante el transitorio.

Además de todos los cambios realizados que se han descrito anteriormente, también se han añadido, condensadores de desacoplo.

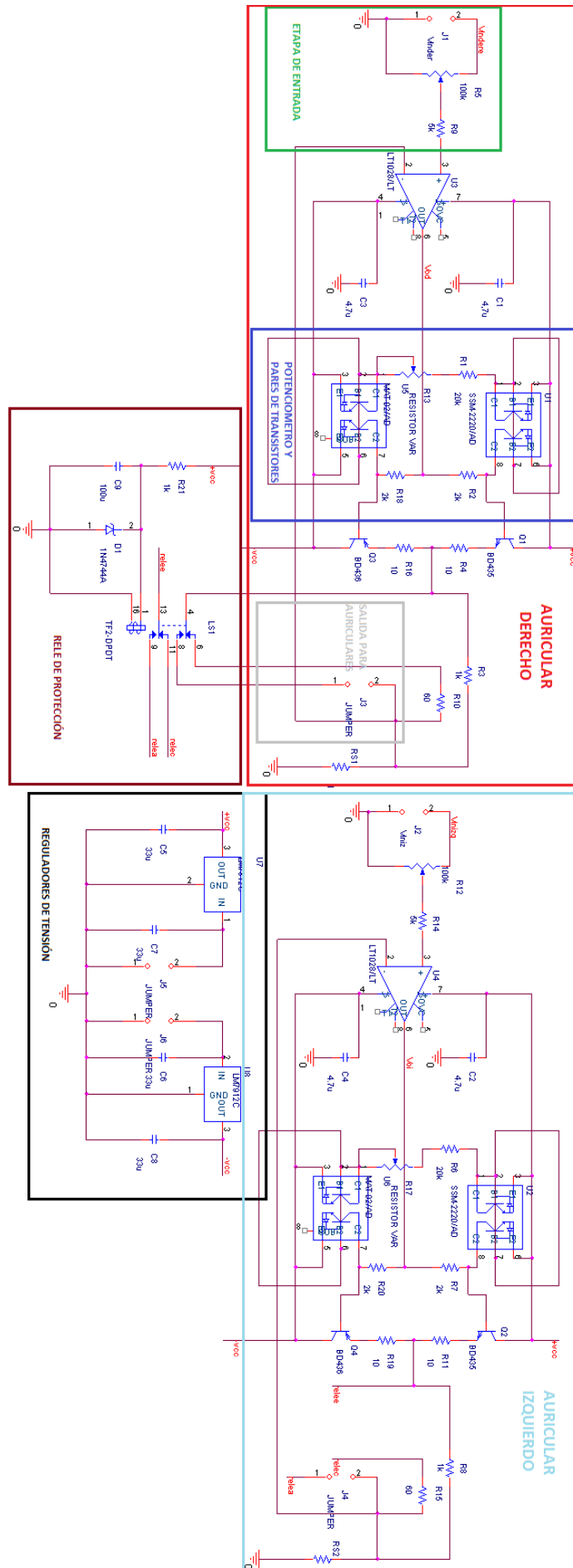


Figura 3-2 Diseño final en capture

3.2Diseño de la PCB

3.2.1 Introducción al circuito impreso

El llamado circuito impreso, placa de circuito impreso o simplemente PCB es, básicamente, un soporte para un circuito electrónico. Consta de un material base, aislante, sobre el que se disponen pistas conductoras, generalmente de cobre, que conforman el conexionado entre los distintos componentes.

En general la PCB consta de dos caras en una de ellas, la llamada cara de componentes, se colocan los componentes mediante la inserción de sus patillas en agujeros pasantes, llamados taladros o drill (también se pueden colocar sin necesidad de agujeros pasantes: son los llamados componentes de montaje superficial); la otra cara llamada cara de soldadura, incorpora las pistas de cobre que unen las distintas patillas de los componentes; es en esta cara donde se realiza la unión o soldadura de la patilla con la pista de cobre: son los llamados PCB monocapa.

Con la incorporación de la tecnología de montaje superficial SMT, la colocación de componentes no se ciñe a solo a la cara de componentes sino que se colocan también en la soldadura, aumentando así la densidad de componentes en la misma área de placa.

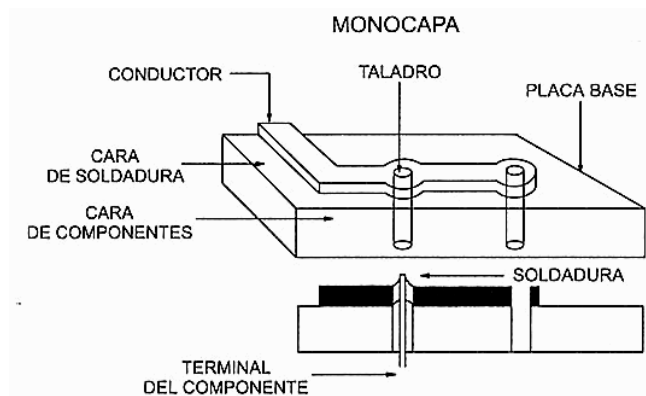


Figura 3-3 Perfil de una placa monocapa

La PCB del circuito que se ha creado en nuestro caso es monocapa “doble”, tiene dos caras de soldadura, una arriba (top) y otra abajo (bottom). Aunque se parece mucho a una bicapa no lo es, puesto que en esta última, los agujeros pasantes están metalizados, es decir, recubiertos de cobre.

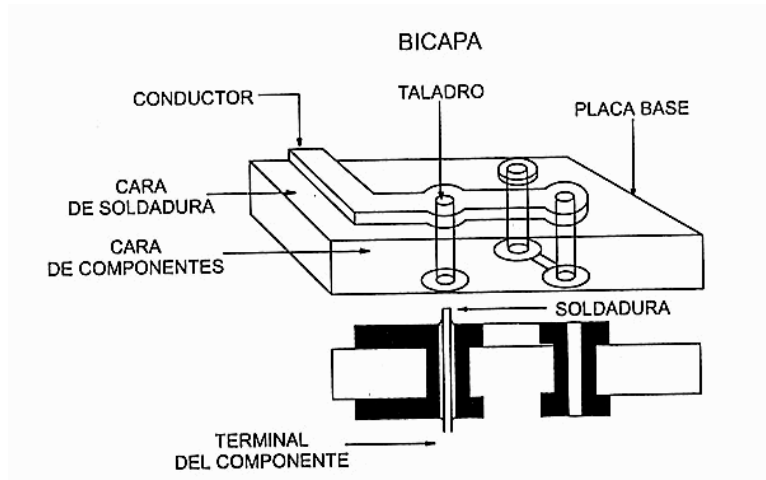


Figura 3-4 Perfil de una placa bicapa

3.2.2 Esquema del circuito impreso con Layout

La herramienta de OrCAD® para la realización de circuitos impresos es el Layout. Mediante OrCAD Capture dibujamos el plano completo del circuito y generamos un listado de conexiones (netlist) cuyo contenido será:

- Nombres de las footprint (huellas)
- Nomenclatura de los componentes en PCB
- Tipo de encapsulado comercial
- Referencia enumerada de componentes de E/S
- Información de pines, conexiones, propiedades del componente, etc.

Este archivo será procesado por el Layout, en el cual se tendrá que definir unos parámetros de diseño, como son por ejemplo el borde o contorno exterior de la tarjeta, posicionamiento de los componentes, definir los tipos de nodos o vías, o el número y orden de las capas para el trazado.

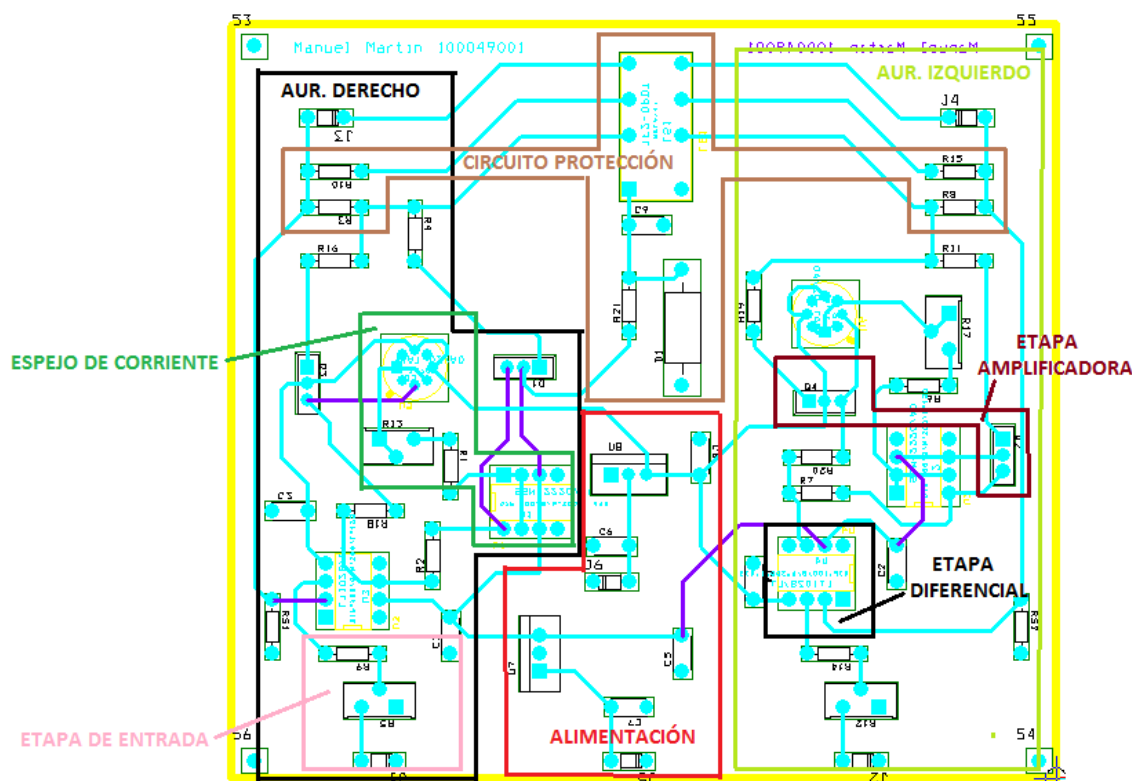


Figura 3-5 Diseño del amplificador mediante Layout

En la figura se puede apreciar como es el resultado final del diseño de la PCB mediante el Layout. El color **azul claro** representa la cara **top** y la **morada** la cara **bottom**. También se puede observar los diferentes bloques que conforman el circuito. Se aprecian claramente los dos circuitos separados para cada uno de los auriculares, tanto el izquierdo, como el derecho y las diferentes partes que lo integran. Cabe notar que los dos tienen las mismas etapas, y la etapa amplificadora y la diferencial han sido recuadradas en el auricular izquierdo, únicamente por comodidad a la hora de representarlo.

El posicionamiento de los componentes se ha basado principalmente en el que el tamaño de la PCB fuera lo más reducido posible, también se ha buscado que el número de vías (unión entre la cara top y la bottom) fueran lo más reducido posible. Otro factor importante, es que el diseño tuviera coherencia y los elementos de cada bloque estuvieran lo más agrupados posibles, los del auricular izquierdo con los de su grupo y los del derecho de forma similar. Los condensadores de desacoplo están situados lo más cerca posible de los integrados.

La única dificultad que entrañó el diseño, fue cuando se decidió crear un plano de masa para evitar crear las pistas de los componentes que estuvieran conectados a ella, que son un gran número. Esto conllevó un pequeño problema, y fue la creación de pequeñas islas, en las cuales no llegaba señal de masa a algunos componentes. Se solucionó poniendo el plano en la cara superior en lugar de la inferior.

Las siguientes figuras muestran el resultado final de las caras top y bottom que fueron entregadas a los maestros de laboratorio para la construcción física de la placa.

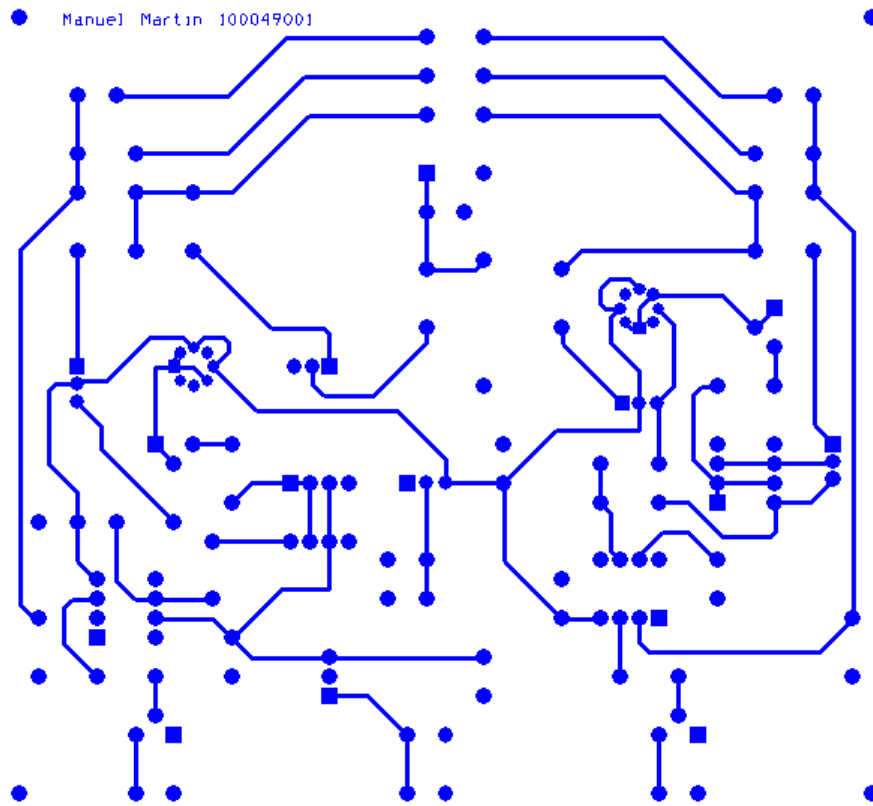


Figura 3-6 Cara inferior o bottom

Las líneas representan las pistas que unen los componentes, y los círculos son los taladros de los componentes. Los pines cuadrados únicamente sirven de referencia, indicando el primer pin del componente.

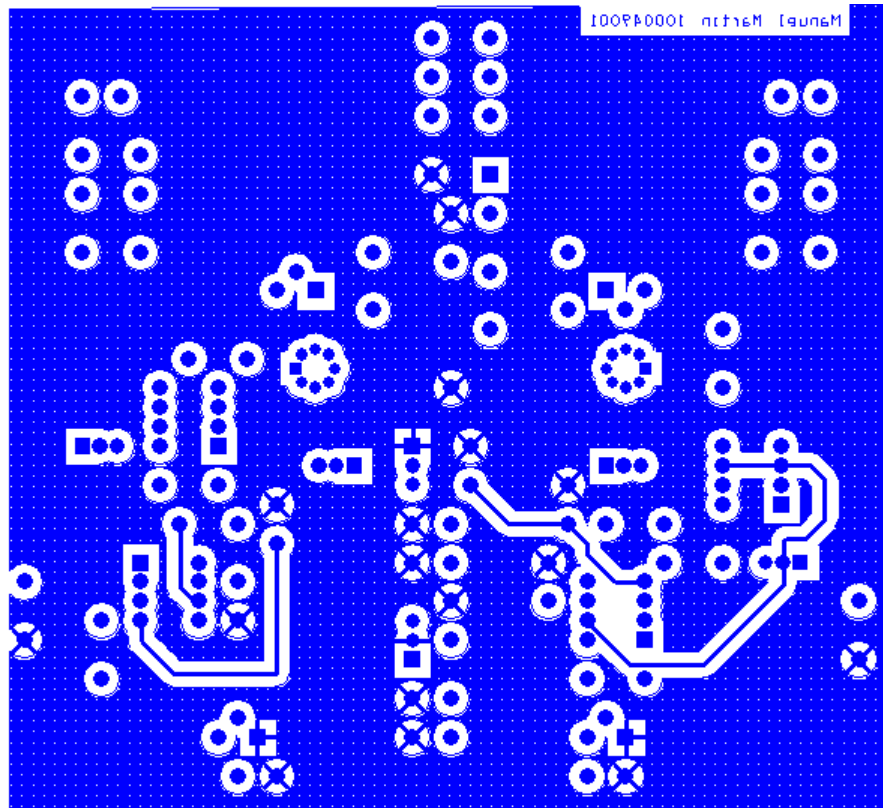


Figura 3-7 Cara superior o top

3.3 Montaje de la PCB

Una vez entregada la PCB ya fabrica, el siguiente paso es colocar los componentes, para lo que hay que taladrar con la correspondiente broca cada taladro donde se colocará el componente. Posteriormente a su colocación se soldará cada pin a la pista correspondiente. En este caso no se ha realizado todo el montaje a la vez. Se ha querido comprobar el funcionamiento de cada parte una a una. En primer lugar fue el bloque de alimentación, para pasar más adelante a otros elementos como la etapa diferencial, el espejo de corriente, la etapa de amplificación, etc. Como el funcionamiento del circuito funciona de forma equivalente, se ha procedido al montaje del circuito del auricular de izquierdo. Las medidas obtenidas se han realizado sobre este canal, una vez comprobadas la medidas, se ha procedido al montaje del otro canal y por último del circuito de protección. Como este último no estaba montado, las medidas se realizaban sin los auriculares conectados, sustituyéndolos por su resistencia equivalente. El resultado del montaje de la PCB se puede ver en las dos siguientes figuras:

La primera pertenece a la cara top:

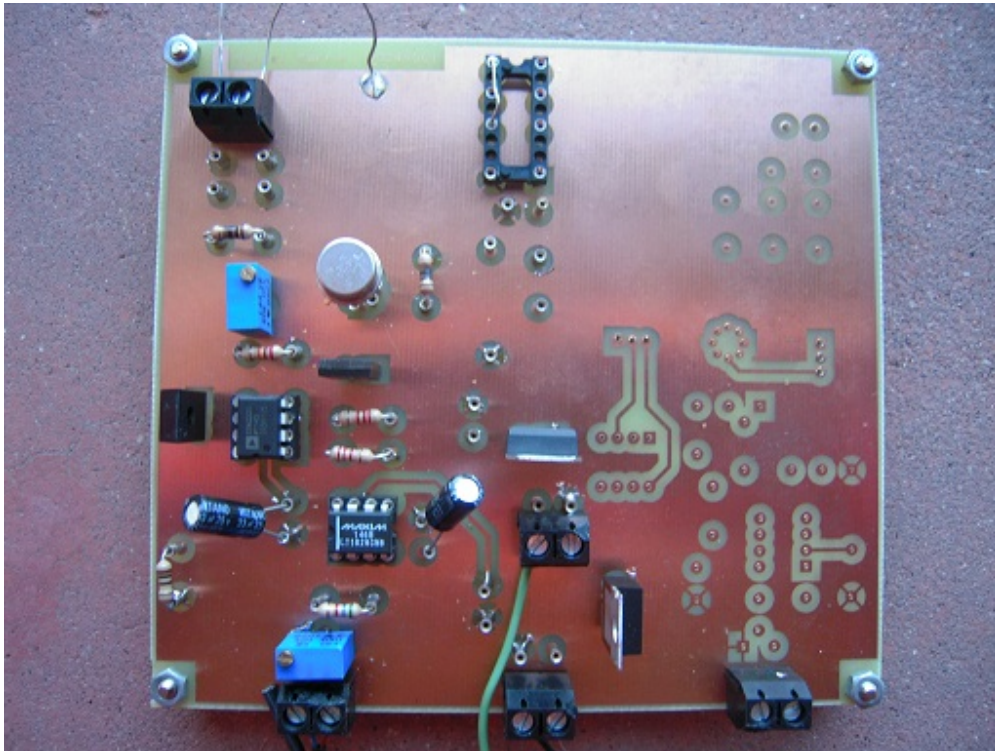


Figura 3-8 PCB física cara superior

La segunda muestra la cara bottom.

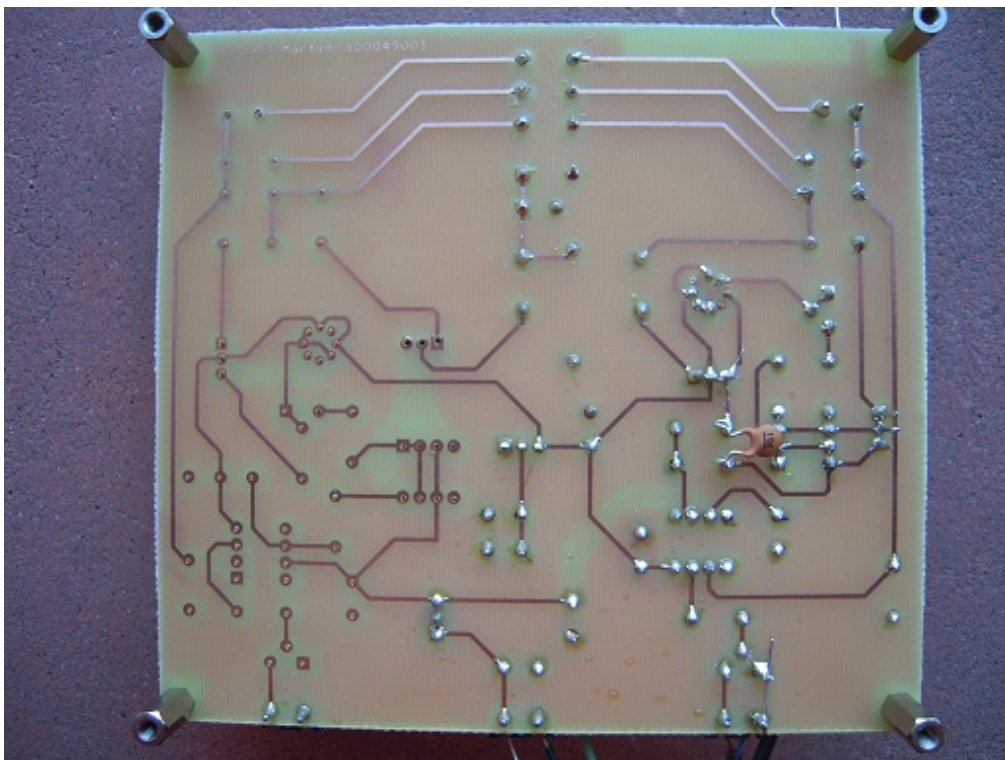


Figura 3-9 PCB física cara inferior

3.4 Prueba y medidas experimentales

Una vez comprobado el correcto funcionamiento de todos los bloques se procede a la toma de las medidas experimentales, se verificará si el diseño teórico inicial coincide con los resultados de las diferentes medidas que se tomarán.

Las siguientes medidas han sido tomadas en el laboratorio de microelectrónica, y se han utilizado los siguientes aparatos.

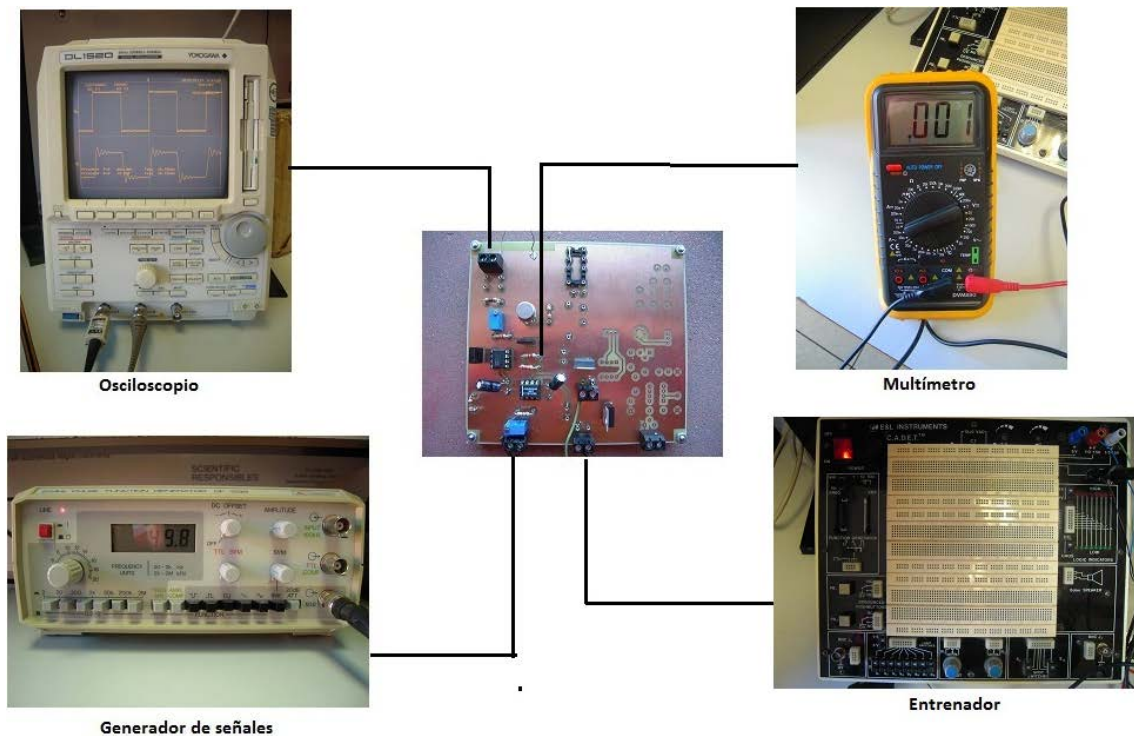


Figura 3-10 Equipo utilizado

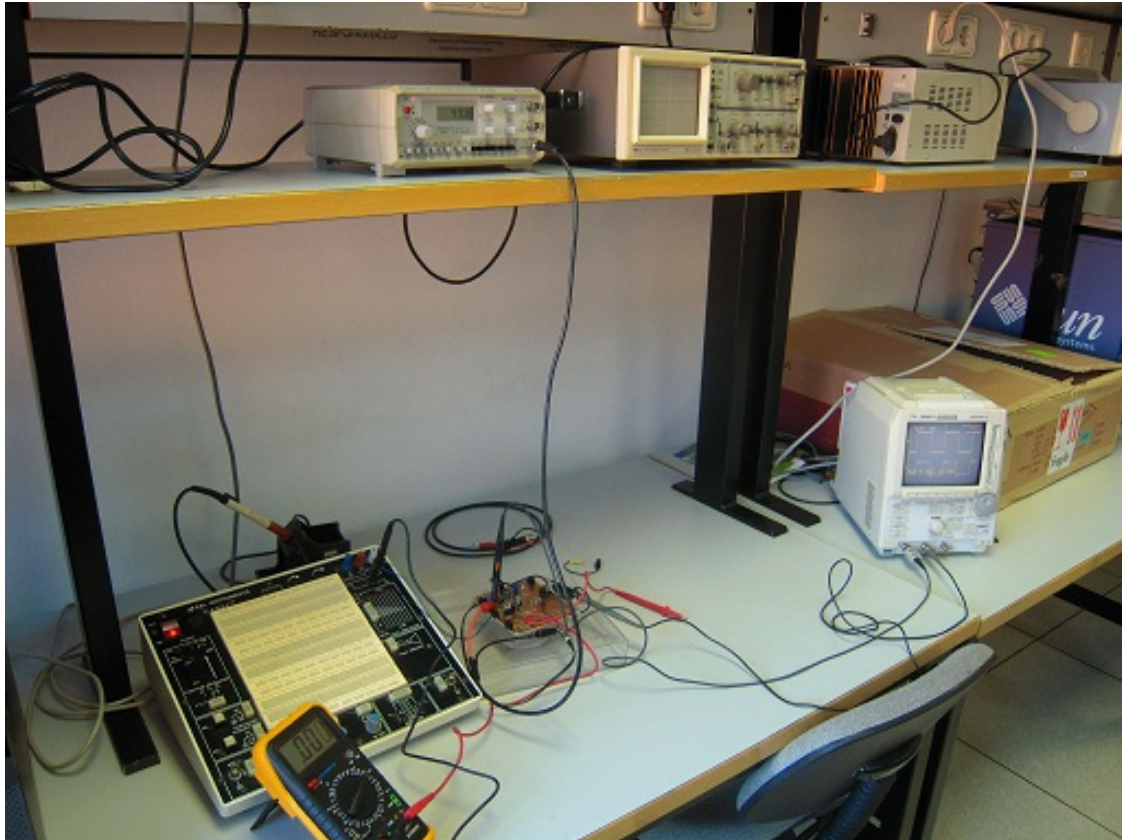


Figura 3-11 Banco de pruebas

3.4.1 Respuesta en frecuencia del sistema

Se ha realizado un diagrama de Bode que es una representación gráfica que sirve para caracterizar la respuesta en frecuencia de un sistema.

El diagrama de magnitud de Bode dibuja el módulo de la función de transferencia (ganancia) en decibelios en función de la frecuencia, en escala logarítmica.

El diagrama de fase de Bode representa la fase de la función de transferencia en función de la frecuencia en escala logarítmica. Se puede dar en grados o en radianes. Permite evaluar el desplazamiento en fase de una señal a la salida del sistema respecto a la entrada para una frecuencia determinada.

El diagrama se ha realizado mediante un gráfico en Excel, para ello en el caso del diagrama de magnitud se ha creado una tabla con diferentes valores de las tensión de salida a diferentes frecuencias. En el eje de abscisas se ha representado la frecuencia en escala logarítmica y en el de ordenadas la ganancia en dB, que se define como $20 \cdot \log \frac{V_{SALIDA}}{V_{ENTRADA}}$, dando como resultado:

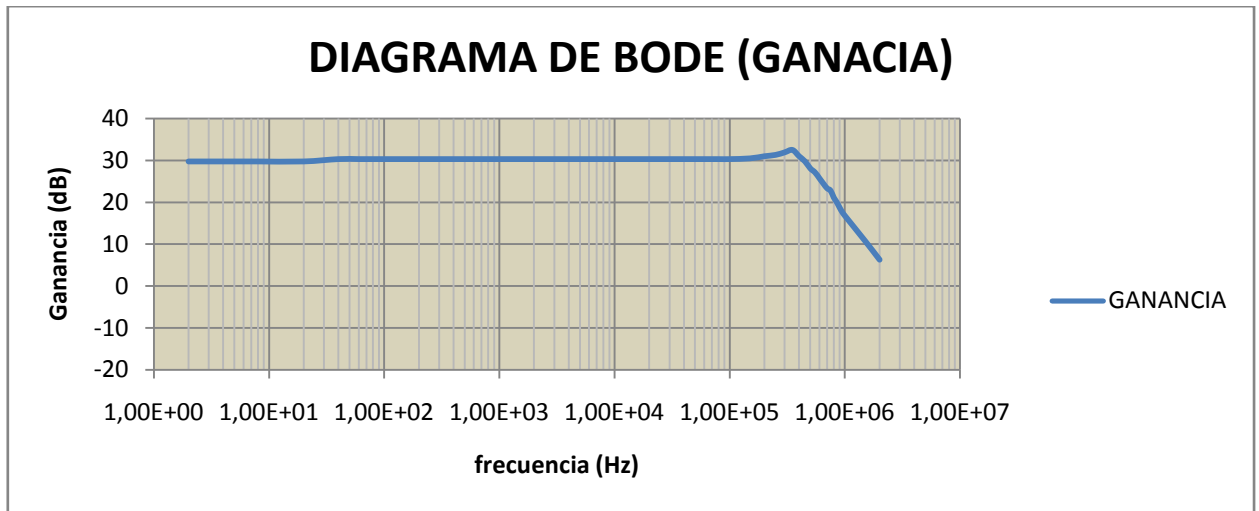


Figura 3-12 Diagrama de Bode de Ganancia

En el diagrama se puede apreciar que nuestro amplificador presenta una ganancia de alrededor 30dB, y un ancho de banda, medido a -3dB, alrededor de 550kHz.

En el caso del diagrama de fase, se ha realizado de forma similar. Con la ayuda del osciloscopio se medía el desfase de la señal de entrada y la de salida en segundos a diferentes frecuencias. Con una sencilla regla de tres se calcula el desfase en grados (°), si por ejemplo la señal introducida era de 1kHz, esta equivalía a un ciclo completo de 360°. El periodo se define como la inversa de la frecuencia $T = \frac{1}{f}$ y se mide en segundos, 1kHz equivale a 1ms. Por lo que si encontramos un desfase a 1kHz entre la señal de entrada y la salida de 100 nanosegundos, su equivalente a grados se hallará como:

$$\text{desfase}(\text{°}) = 360^\circ \cdot \text{frecuencia}(\text{Hz}) \cdot \text{desfase}(\text{seg})$$

$$\text{desfase}(\text{°}) = 360^\circ \cdot (1000\text{Hz}) \cdot (100 \cdot 10^{-9}\text{seg}) = 0,036^\circ$$

El resultado de medir a varios valores de frecuencia es el siguiente:

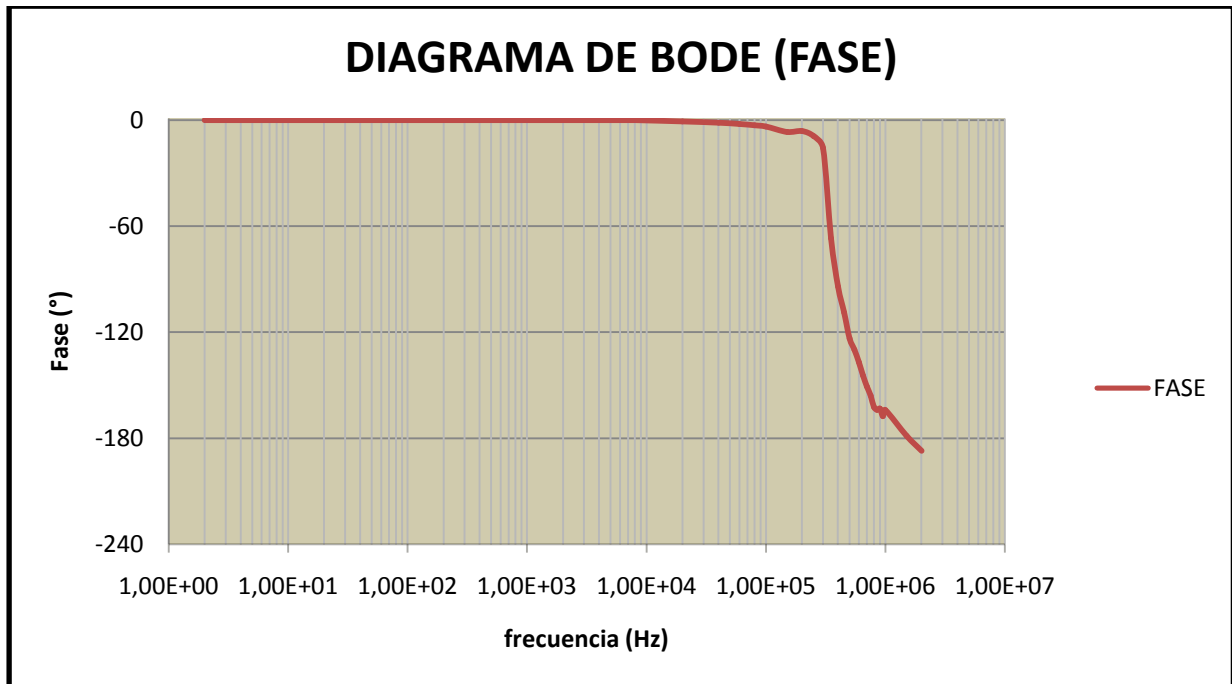


Figura 3-13 Diagrama de Bode en fase

Hasta 100kHz el desfase es bastante pequeño, llegado a esa frecuencia es de $-3,6^\circ$, pero pasados los 300kHz se puede apreciar una gran caída del desfase.

Los valores son bastante similares a los obtenidos en los cálculos teóricos; en el capítulo 2 se vio que la ganancia con el amplificador elegido LT1028 usado en la placa era de unos 35dB con un ancho de banda de 787kHz. En cambio los resultados experimentales han dado un valor de 30dB y ancho de banda de 550kHz, por lo que son bastante similares. En cambio respecto a la fase se comporta aún mejor ya que supera los 30kHz obtenidos en los cálculos teóricos.

3.4.2 Corriente de reposo

Para medir la corriente de reposo, el circuito debe de estar alimentado pero no hay que introducirle ninguna señal a la entrada. Con la ayuda del multímetro se halla la tensión que cae en una de las dos resistencias que forman la etapa de amplificación en clase A, cuyo valor son 10Ω . El valor medido fue de 400mV por lo que mediante la ley de Ohm:

$$\left(I = \frac{V}{R}\right); I_{REPOSO} = \frac{400mV}{10\Omega} = 40mA$$

Valor que se acerca a los 60mA obtenidos en los cálculos teóricos. Puede diferir puesto que los valores de las resistencias en la PCB no son los valores exactos del diseño teórico, sino aproximados.

3.4.3 Respuesta ante un escalón

Se ha querido comprobar cómo reaccionaba nuestro sistema ante una señal de forma cuadrada. Para ello se ha introducido en la entrada mediante el generador de señales diferentes ondas cuadradas a diferentes frecuencias; estos han sido los resultados:

Frecuencia: 1kHz

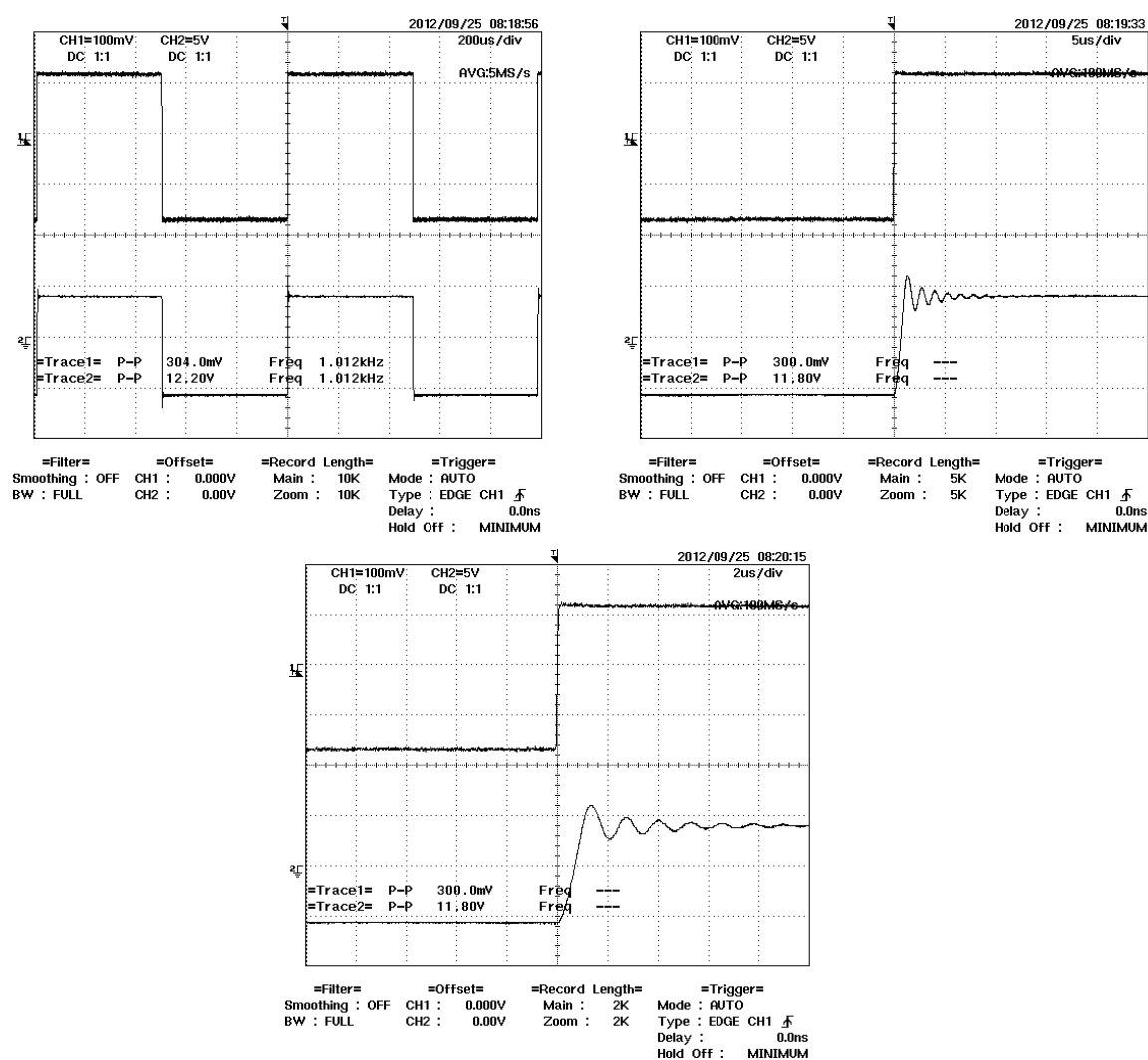


Figura 3-14 Respuesta del circuito ante un escalón de 1kHz

El amplificador tiene una buena respuesta ante el escalón, ya que su tiempo de establecimiento, que es el tiempo que tarda el sistema en alcanzar y mantenerse en un rango del valor final establecido en $\pm 5\%$, es de apenas $8\mu s$.

Frecuencia: 10kHz

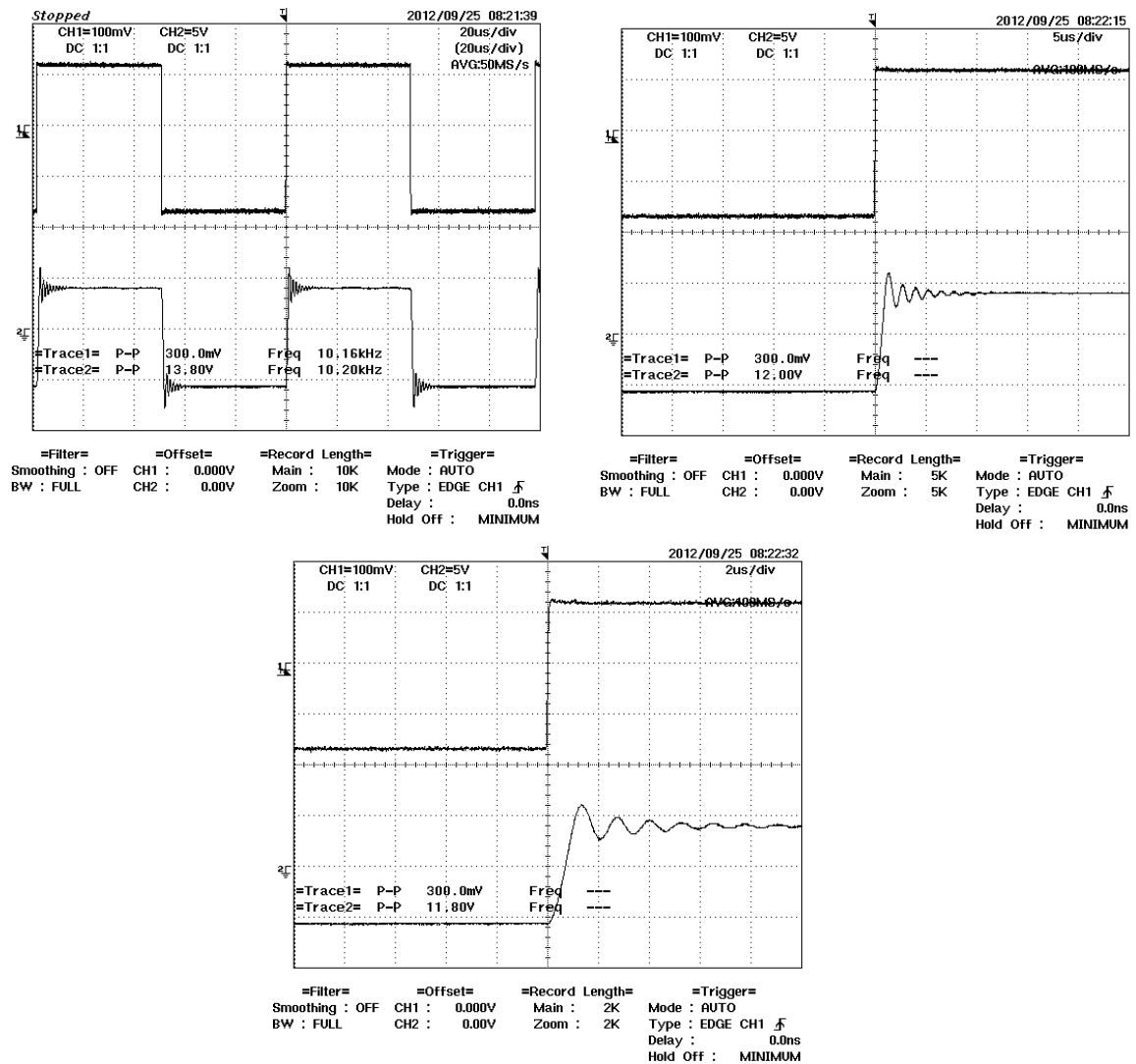


Figura 3-15 Respuesta del circuito ante un escalón de 10kHz

Frecuencia: 50kHz y 100kHz

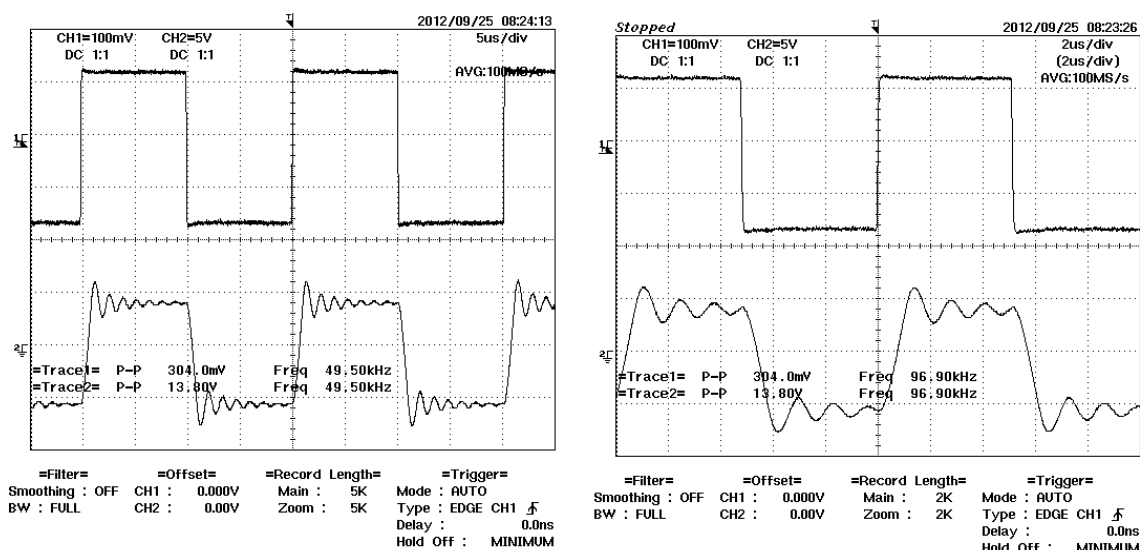


Figura 3-16 Respuesta del circuito ante un escalón de 50kHz y 100kHz respectivamente

3.4.4 Distorsión

Con la ayuda del osciloscopio se ha podido medir la distorsión del amplificador mediante la representación de la FFT. Se comprobó que la distorsión es pequeña, ya que el salto entre el primer armónico y el tercero es de aproximadamente 60dB, lo que indica que el amplificador tiene un buen comportamiento.

Únicamente aparecen los armónicos impares debido a que la señal es simétrica, lo que hacen los armónicos pares se eliminen, además aparece el tercer armónico debido a las saturaciones de los transistores.

Cabe destacar que no se puede afirmar con certeza que esa vaya a ser la distorsión a la salida del amplificador. Esto es debido a que el osciloscopio con el que se ha realizado tiene una resolución de 8bits y posiblemente la medida hubiera sido más eficaz con otro de mayor resolución.

Por otra parte, se probó medir la distorsión medida producida por el generador de señales y era prácticamente similar, lo que se puede afirmar que para realizar una medida de distorsión fiable se requeriría una instrumentación de laboratorio de más precisión, con un generador de audio de baja distorsión y un analizador de espectro sin las limitaciones de la herramienta FFT del osciloscopio

Capítulo 4

PRESUPUESTO

El proyecto se puede dividir en **tres fases** de trabajo fundamentales. La primera consiste en el proceso de **análisis**, el cual se compone de análisis del estado de arte, creación del circuito de diseño, y desarrollo de las simulaciones sobre este.

La fase número 2 englobará todo lo relacionado a la **creación del prototipo**, desde los cambios realizados sobre el circuito de simulación, hasta el montaje del prototipo. Pasando por las subfases de diseño y creación física de la PCB.

El último paso consiste en la realización de **pruebas** y obtención de medidas experimentales sobre el prototipo, y el desarrollo del **documento** explicativo del trabajo realizado.

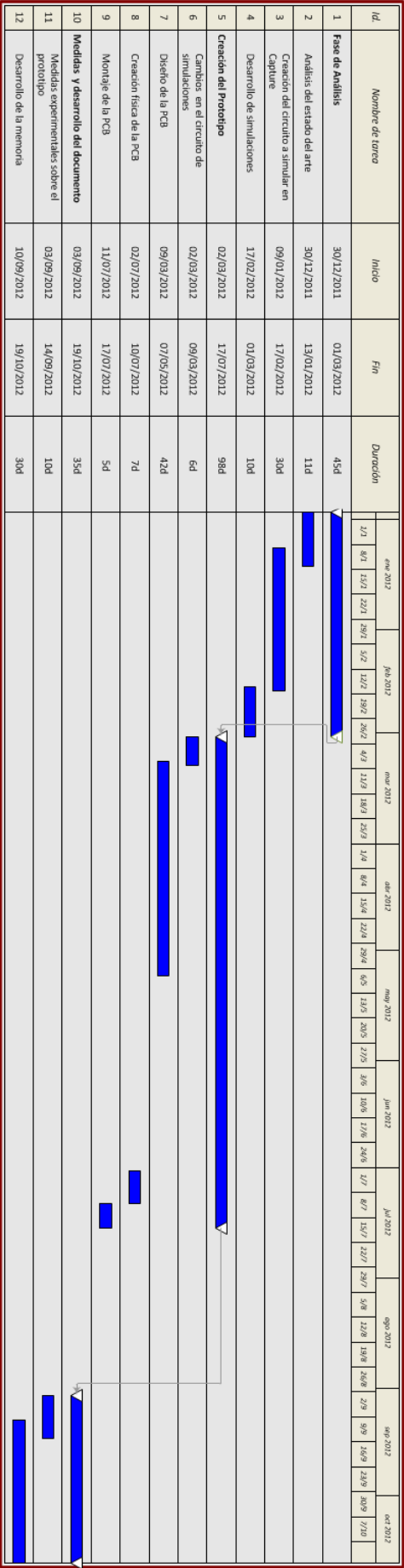


Figura 4-1 Diagrama de Gantt del proyecto



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
Escuela Politécnica Superior

PRESUPUESTO DE PROYECTO

1.- Autor:
Martín Ruiz, Manuel

2.- Departamento:
Tecnología Electrónica

3.- Descripción del Proyecto:
- Título: Amplificador de audio en clase A para auriculares
- Duración (meses): 6
Tasa de costes indirectos: 20%

4.- Presupuesto total del Proyecto (valores en Euros):
Euros

5.- Desglose presupuestario (costes directos)

| PERSONAL | | | | | | |
|---------------------|--|-----------|--|----------------------|---|----------------------|
| Apellidos y nombre | N.I.F. (no rellenar - solo a título informativo) | Categoría | Dedicación (hombres mes) ^{a)} | Coste hombre mes | Coste (Euro) | Firma de conformidad |
| Martín Ruiz, Manuel | | Ingeniero | 5 | 4.289,54 2.694,39 | 0,00 0,00 13.471,95 0,00 0,00 | |
| Hombres mes 5 | | | | Total | 13.471,95 | |

^{a)} 1 Hombre mes = 131,25 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1575 horas)
Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8,8 hombres mes (1.155 horas)

| EQUIPOS | | | | | |
|---------------|--------------|-------------------------|--------------------|-------------------------|-------------------------------|
| Descripción | Coste (Euro) | % Uso dedicado proyecto | Dedicación (meses) | Periodo de depreciación | Coste imputable ^{a)} |
| It1028 x 3ud | 41,01 | 33 | 2 | 60 | 0,45 |
| SSM2220 x 3ud | 42,87 | 33 | 2 | 60 | 0,47 |
| MAT12 x 3 ud | 29,84 | 33 | 2 | 60 | 0,33 |
| LM7812 x 2ud | 2,01 | 50 | 2 | 60 | 0,03 |
| LM7912 x 2ud | 3,68 | 50 | 2 | 60 | 0,06 |
| Total | | | | | 1,35 |

^{a)} Fórmula de cálculo de la Amortización:

$$\frac{A}{B} \times C \times D$$
A = n° de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado
B = periodo de depreciación (60 meses)
C = coste del equipo (sin IVA)
D = % del uso que se dedica al proyecto (habitualmente 100%)

| SUBCONTRATACIÓN DE TAREAS | | |
|---------------------------|---------|-----------------|
| Descripción | Empresa | Coste imputable |
| | | |
| Total | | 0,00 |

| OTROS COSTES DIRECTOS DEL PROYECTO ^{a)} | | |
|--|---------|------------------|
| Descripción | Empresa | Costes imputable |
| | | |
| Total | | 0,00 |

^{a)} Este capítulo de gastos incluye todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores, por ejemplo: fungible, viajes y dietas,

6.- Resumen de costes

| Presupuesto Costes Totales | Presupuesto Costes Totales |
|----------------------------|----------------------------|
| Personal | 13.472 |
| Amortización | 1 |
| Subcontratación de tareas | 0 |
| Costes de funcionamiento | 0 |
| Costes indirectos | 2.695 |
| Total | 16.168 |

“El presupuesto total de este proyecto asciende a la cantidad de 16.168 €.

Leganés a 19 de Octubre de 2012

El ingeniero proyectista

Fdo. Manuel Martín Ruiz

Capítulo 5

CONCLUSIONES

En este proyecto se han llevado a cabo las siguientes tareas:

- 1) Estudio del estado del arte de los amplificadores de alta calidad de audio y de los amplificadores de auriculares en particular.
- 2) Desarrollo de una arquitectura innovadora de amplificador que excita la bobina móvil del auricular en modo corriente en vez de en modo tensión, corrigiendo la dependencia de la impedancia del auricular en función de la frecuencia.
- 3) Simulación del circuito para verificar su ancho de banda, eficiencia y distorsión.
- 4) Montaje y pruebas de un demostrador hardware del amplificador con excepcionales resultados experimentales

REFERENCIAS

[1] Explicación de lo ocurrido en los auriculares Behringer [Internet]:

<<http://nwavguy.blogspot.com.es/2011/02/behringer-uca202-review.html>> Página activa en 31 de octubre de 2012

[2] Factor de amortiguamiento en wikipedia [Internet]:

<http://en.wikipedia.org/wiki/Damping_factor> Página activa en 31 de octubre de 2012

[3] Blog dedicado a amplificadores de audio [Internet]:

<<http://nwavguy.blogspot.com/2011/02/headphone-impedance-explained.html>>
Página activa en 31 de octubre de 2012

[4] Página web de Stereophile [Internet]:

<<http://www.stereophile.com/>> Página activa en 31 de octubre de 2012

[5] Lone, G. Randy (2001). El libro de consulta del proyecto de audiófilo. McGraw-Hill/TAB Electronics. ISBN 0-07-137929-0.

[6] Página web donde se muestra THD + N [Internet]:

<<http://www.rane.com/note145.html>> Página activa en 31 de octubre de 2012

[7] Estudios de como varia THD + N para diferentes impedancias de auriculares [Internet]:

<http://www.siliconchip.com.au/cms/A_112409/article.html> Página activa en 31 de octubre de 2012

[8] Página web de venta de válvulas [Internet]:

<<http://www.sonicolor.es/productos/instrumentos-musicales/valvulas-amplificadores/valvulas-amplificadores.html>> Página activa en 31 de octubre de 2012

[9] Sedra, Adel S. (2010) Microelectronic circuits. Oxford University Press ISBN 9780199738519

[10] Página web de Cadence [Internet]:

<<http://www.cadence.com/products/orcad/pages/default.aspx>> Página activa en 31 de octubre de 2012

[11] Espejos de corriente [Internet]

<<http://html.ieunic/amplificadores-diferenciales-basicos.html>> Página activa en 31 de octubre de 2012

ANEXOS

HOJAS DE CARACTERÍSTICAS

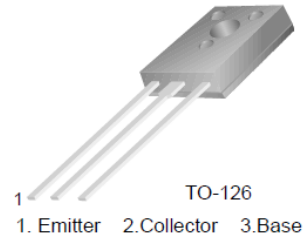
A continuación se muestran las hojas de características de los dispositivos empleados en el amplificador de audio para auriculares.



BD433/435/437

Medium Power Linear and Switching Applications

- Complement to BD434, BD436 and BD438 respectively



NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Value | Units |
|-----------|--|------------|------------------|
| V_{CBO} | Collector-Base Voltage | | |
| | : BD433 | 22 | V |
| | : BD435 | 32 | V |
| | : BD437 | 45 | V |
| V_{CES} | Collector-Emitter Voltage | | |
| | : BD433 | 22 | V |
| | : BD435 | 32 | V |
| | : BD437 | 45 | V |
| V_{CEO} | Collector-Emitter Voltage | | |
| | : BD433 | 22 | V |
| | : BD435 | 32 | V |
| | : BD437 | 45 | V |
| V_{EBO} | Emitter-Base Voltage | 5 | V |
| I_C | Collector Current (DC) | 4 | A |
| I_{CP} | *Collector Current (Pulse) | 7 | A |
| I_B | Base Current | 1 | A |
| P_C | Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$) | 36 | W |
| T_J | Junction Temperature | 150 | $^\circ\text{C}$ |
| T_{STG} | Storage Temperature | - 65 ~ 150 | $^\circ\text{C}$ |

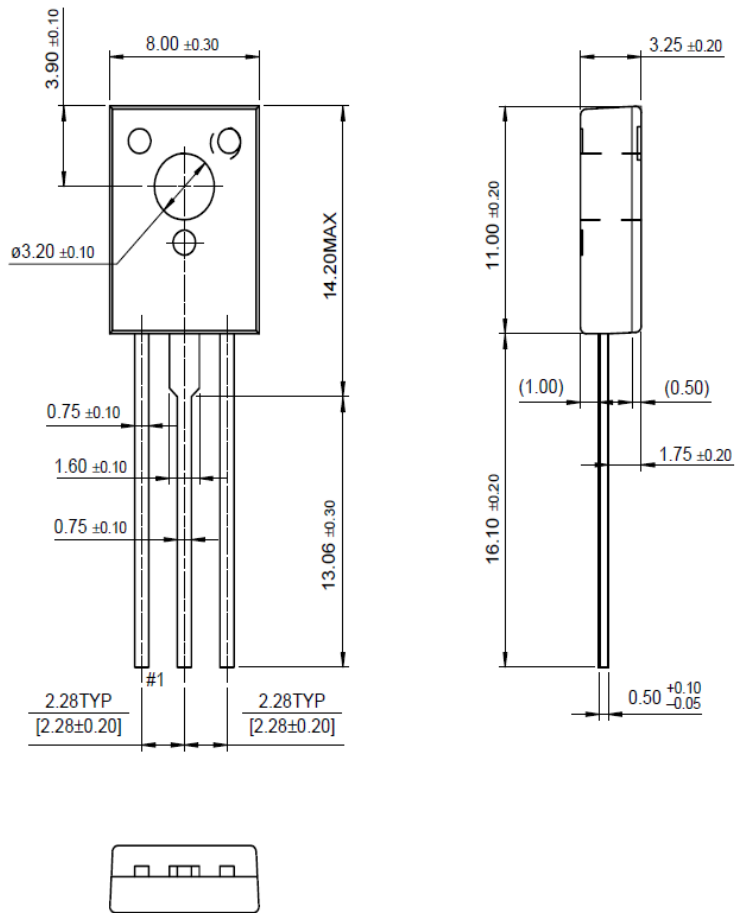
Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Test Condition | Min. | Typ. | Max. | Units |
|----------------|---|--|----------------------------|-------------------|-------------------|---|
| $V_{CEO(sus)}$ | Collector-Emitter Sustaining Voltage : BD433 : BD435 : BD437 | $I_C = 100\text{mA}, I_B = 0$ | 22 32 45 | | | V V V |
| I_{CBO} | Collector Cut-off Current : BD433 : BD435 : BD437 | $V_{CB} = 22\text{V}, I_E = 0$ $V_{CB} = 32\text{V}, I_E = 0$ $V_{CB} = 45\text{V}, I_E = 0$ | | | 100 100 100 | μA μA μA |
| I_{CEO} | Collector Cut-off Current : BD433 : BD435 : BD437 | $V_{CE} = 22\text{V}, V_{BE} = 0$ $V_{CE} = 32\text{V}, V_{BE} = 0$ $V_{CE} = 45\text{V}, V_{BE} = 0$ | | | 100 100 100 | μA μA μA |
| I_{EBO} | Emitter Cut-off Current | $V_{EB} = 5\text{V}, I_C = 0$ | | | 1 | mA |
| h_{FE} | * DC Current Gain : BD433/435 : BD437 : ALL DEVICE : BD433/435 : BD437 | $V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 10\text{mA}$ $V_{CE} = 1\text{V}, I_C = 500\text{mA}$ $V_{CE} = 1\text{V}, I_C = 2\text{A}$ | 40 30 85 50 40 | 130 130 140 | | |
| $V_{CE(sat)}$ | * Collector-Emitter Saturation Voltage : BD433 : BD435 : BD437 | $I_C = 2\text{A}, I_B = 0.2\text{A}$ | | 0.2 0.2 0.2 | 0.5 0.5 0.6 | V V V |
| $V_{BE(on)}$ | * Base-Emitter ON Voltage : BD433 : BD435 : BD437 | $V_{CE} = 1\text{V}, I_C = 2\text{A}$ | | | 1.1 1.1 1.2 | V V V |
| f_T | Current Gain Bandwidth Product | $V_{CE} = 1\text{V}, I_C = 250\text{mA}$ | 3 | | | MHz |

* Pulse Test: $PW=300\mu\text{s}$, duty Cycle=1.5% Pulsed

Package Dimensions

TO-126



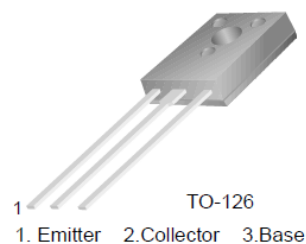
Dimensions in Millimeters



BD434/436/438

Medium Power Linear and Switching Applications

- Complement to BD433, BD435 and BD437 respectively



PNP Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Value | Units |
|-----------|--|------------|------------------|
| V_{CBO} | Collector-Base Voltage | | |
| | : BD434 | - 22 | V |
| | : BD436 | - 32 | V |
| | : BD438 | - 45 | V |
| V_{CES} | Collector-Emitter Voltage | | |
| | : BD434 | - 22 | V |
| | : BD436 | - 32 | V |
| | : BD438 | - 45 | V |
| V_{CEO} | Collector-Emitter Voltage | | |
| | : BD434 | - 22 | V |
| | : BD436 | - 32 | V |
| | : BD438 | - 45 | V |
| V_{EBO} | Emitter-Base Voltage | - 5 | V |
| I_C | Collector Current (DC) | - 4 | A |
| I_{CP} | *Collector Current (Pulse) | - 7 | A |
| I_B | Base Current | - 1 | A |
| P_C | Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$) | 36 | W |
| T_J | Junction Temperature | 150 | $^\circ\text{C}$ |
| T_{STG} | Storage Temperature | - 65 ~ 150 | $^\circ\text{C}$ |

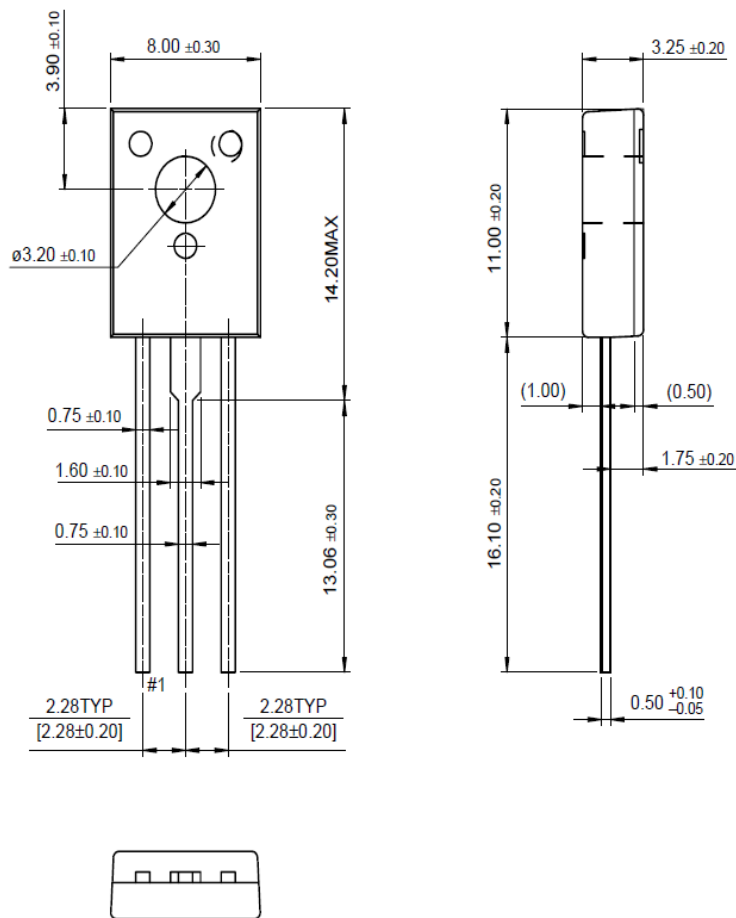
Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Test Condition | Min. | Typ. | Max. | Units |
|----------------|---|--|----------------------------|-------------------------|-------------------------|---|
| $V_{CEO(sus)}$ | Collector-Emitter Sustaining Voltage : BD434 : BD436 : BD438 | $I_C = -100\text{mA}, I_B = 0$ | - 22 - 32 - 45 | | | V V V |
| I_{CBO} | Collector Cut-off Current : BD434 : BD436 : BD438 | $V_{CB} = -22\text{V}, I_E = 0$ $V_{CB} = -32\text{V}, I_E = 0$ $V_{CB} = -45\text{V}, I_E = 0$ | | | - 100 - 100 - 100 | μA μA μA |
| I_{CEO} | Collector Cut-off Current : BD434 : BD436 : BD438 | $V_{CE} = -22\text{V}, V_{BE} = 0$ $V_{CE} = -32\text{V}, V_{BE} = 0$ $V_{CE} = -45\text{V}, V_{BE} = 0$ | | | - 100 - 100 - 100 | μA μA μA |
| I_{EBO} | Emitter Cut-off Current | $V_{EB} = -5\text{V}, I_C = 0$ | | | - 1 | mA |
| h_{FE} | * DC Current Gain : BD434/436 : BD438 : ALL DEVICE : BD434/436 : BD438 | $V_{CE} = -5\text{V}, I_C = -10\text{mA}$ $V_{CE} = -1\text{V}, I_C = -500\text{mA}$ $V_{CE} = -1\text{V}, I_C = -2\text{A}$ | 40 30 85 50 40 | 140 140 140 | | |
| $V_{CE(sat)}$ | * Collector-Emitter Saturation Voltage : BD434 : BD436 : BD438 | $I_C = -2\text{A}, I_B = -0.2\text{A}$ | | - 0.2 - 0.2 - 0.2 | - 0.5 - 0.5 - 0.6 | V V V |
| $V_{BE(on)}$ | * Base-Emitter ON Voltage : BD434 : BD436 : BD438 | $V_{CE} = -1\text{V}, I_C = -2\text{A}$ | | | - 1.1 - 1.1 - 1.2 | V V V |
| f_T | Current Gain Bandwidth Product | $V_{CE} = -1\text{V}, I_C = -250\text{mA}$ | 3 | | | MHz |

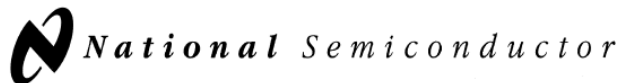
* Pulse Test: $PW=300\mu\text{s}$, duty Cycle=1.5% Pulsed

Package Demensions

TO-126



Dimensions in Millimeters



May 2000

LM78XX Series Voltage Regulators

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the out-

put, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

Features

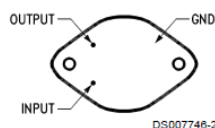
- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

Voltage Range

| | |
|---------|-----|
| LM7805C | 5V |
| LM7812C | 12V |
| LM7815C | 15V |

Connection Diagrams

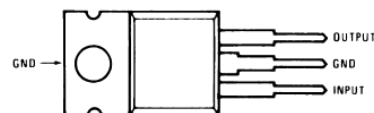
**Metal Can Package
TO-3 (K)
Aluminum**



DS007746-2

Bottom View
Order Number LM7805CK,
LM7812CK or LM7815CK
See NS Package Number KC02A

**Plastic Package
TO-220 (T)**



DS007746-3

Top View
Order Number LM7805CT,
LM7812CT or LM7815CT
See NS Package Number T03B

Absolute Maximum Ratings (Note 3)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Input Voltage

(V_O = 5V, 12V and 15V)

35V

Internal Power Dissipation (Note 1)

Internally Limited

Operating Temperature Range (T_A)

0°C to +70°C

Maximum Junction Temperature

(K Package)

150°C

(T Package)

150°C

Storage Temperature Range

-65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

TO-3 Package K

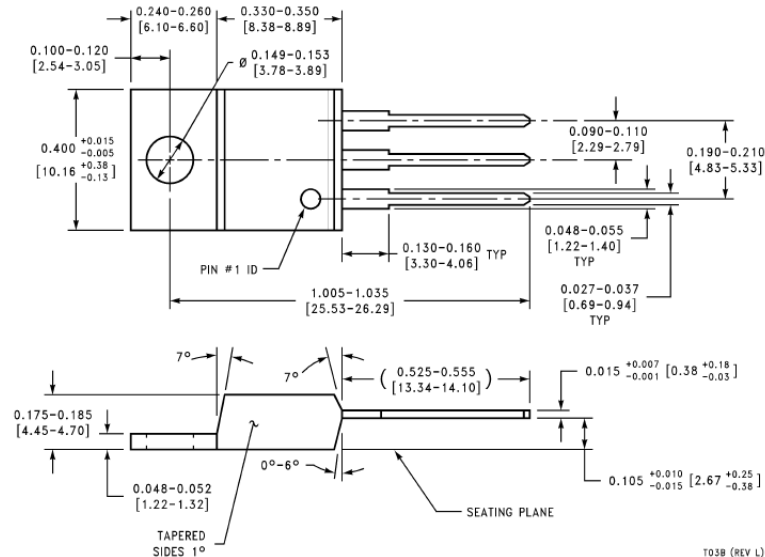
300°C

TO-220 Package T

230°C

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2)0°C ≤ T_J ≤ 125°C unless otherwise noted.

| Output Voltage | | | | 5V | | | 12V | | | 15V | | | Units |
|--|---|--|---|------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|-----|-------------------------------|---------------------------------|-----|-------|-------|
| Input Voltage (unless otherwise noted) | | | | 10V | | | 19V | | | 23V | | | |
| Symbol | Parameter | Conditions | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| V _O | Output Voltage | T _J = 25°C, 5 mA ≤ I _O ≤ 1A | | 4.8 | 5 | 5.2 | 11.5 | 12 | 12.5 | 14.4 | 15 | 15.6 | V |
| | | P _D ≤ 15W, 5 mA ≤ I _O ≤ 1A | | 4.75 | | 5.25 | 11.4 | | 12.6 | 14.25 | | 15.75 | V |
| | | V _{MIN} ≤ V _{IN} ≤ V _{MAX} | | (7.5 ≤ V _{IN} ≤ 20) | | | (14.5 ≤ V _{IN} ≤ 27) | | | (17.5 ≤ V _{IN} ≤ 30) | | | V |
| ΔV _O | Line Regulation | I _O = 500 mA | T _J = 25°C | 3 | | 50 | 4 | | 120 | 4 | | 150 | mV |
| | | | ΔV _{IN} | (7 ≤ V _{IN} ≤ 25) | | | 14.5 ≤ V _{IN} ≤ 30) | | | (17.5 ≤ V _{IN} ≤ 30) | | | V |
| | | | 0°C ≤ T _J ≤ +125°C | 50 | | | 120 | | | 150 | | | mV |
| | | ΔV _{IN} | (8 ≤ V _{IN} ≤ 20) | | | (15 ≤ V _{IN} ≤ 27) | | | (18.5 ≤ V _{IN} ≤ 30) | | | V | |
| | | I _O ≤ 1A | T _J = 25°C | 50 | | 120 | | 150 | | mV | | | |
| | | | ΔV _{IN} | (7.5 ≤ V _{IN} ≤ 20) | | | (14.6 ≤ V _{IN} ≤ 27) | | | (17.7 ≤ V _{IN} ≤ 30) | | | V |
| ΔV _O | Load Regulation | T _J = 25°C | 5 mA ≤ I _O ≤ 1.5A | 10 | | 50 | 12 | | 120 | 12 | | 150 | mV |
| | | | 250 mA ≤ I _O ≤ 750 mA | 25 | | | 60 | | | 75 | | | mV |
| | | | 5 mA ≤ I _O ≤ 1A, 0°C ≤ T _J ≤ +125°C | 50 | | | 120 | | | 150 | | | mV |
| | | I _Q | Quiescent Current | I _O ≤ 1A | T _J = 25°C | 8 | | 8 | | 8 | | mA | |
| | | | | | 0°C ≤ T _J ≤ +125°C | 8.5 | | | 8.5 | | | 8.5 | mA |
| | | | | ΔI _Q | Quiescent Current Change | 5 mA ≤ I _O ≤ 1A | | 0.5 | | 0.5 | | 0.5 | |
| T _J = 25°C, I _O ≤ 1A | 1.0 | | 1.0 | | | 1.0 | | mA | | | | | |
| | V _{MIN} ≤ V _{IN} ≤ V _{MAX} | | (7.5 ≤ V _{IN} ≤ 20) | | | (14.8 ≤ V _{IN} ≤ 27) | | | (17.9 ≤ V _{IN} ≤ 30) | | V | | |
| | | I _O ≤ 500 mA, 0°C ≤ T _J ≤ +125°C | | 1.0 | | 1.0 | | 1.0 | | mA | | | |
| | | V _{MIN} ≤ V _{IN} ≤ V _{MAX} | | (7 ≤ V _{IN} ≤ 25) | | | (14.5 ≤ V _{IN} ≤ 30) | | | (17.5 ≤ V _{IN} ≤ 30) | | V | |
| | | | | | | | | | | | | | |
| V _N | Output Noise Voltage | T _A = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz | | 40 | | 75 | | 90 | | | | μV | |
| $\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$ | Ripple Rejection | f = 120 Hz | I _O ≤ 1A, T _J = 25°C or | 62 | 80 | | 55 | 72 | | 54 | 70 | | dB |
| | | | I _O ≤ 500 mA | 62 | | | 55 | | | 54 | | | dB |
| | | V _{MIN} ≤ V _{IN} ≤ V _{MAX} | | (8 ≤ V _{IN} ≤ 18) | | | (15 ≤ V _{IN} ≤ 25) | | | (18.5 ≤ V _{IN} ≤ 28.5) | | | V |
| R _O | Dropout Voltage | T _J = 25°C, I _{OUT} = 1A | | 2.0 | | 2.0 | | 2.0 | | | | V | |
| | Output Resistance | f = 1 kHz | | 8 | | 18 | | 19 | | | | mΩ | |

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)**LIFE SUPPORT POLICY**

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor
Corporation
Americas
Tel: 1-800-272-9959
Fax: 1-800-737-7018
Email: support@nsc.com
www.national.com

National Semiconductor
Europe
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Response Group
Tel: 65-2544466
Fax: 65-2504466
Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Ltd.
Tel: 81-3-5639-7560
Fax: 81-3-5639-7507



September 2001

LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators

General Description

The LM79XX series of 3-terminal regulators is available with fixed output voltages of $-5V$, $-12V$, and $-15V$. These devices need only one external component—a compensation capacitor at the output. The LM79XX series is packaged in the TO-220 power package and is capable of supplying 1.5A of output current.

These regulators employ internal current limiting, safe area protection and thermal shutdown for protection against virtually all overload conditions.

Low ground pin current of the LM79XX series allows output voltage to be easily boosted above the preset value with a

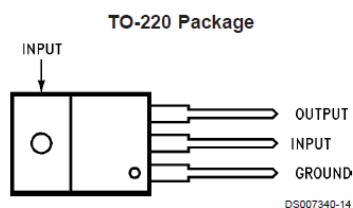
resistor divider. The low quiescent current drain of these devices with a specified maximum change with line and load ensures good regulation in the voltage boosted mode.

For applications requiring other voltages, see LM137 datasheet.

Features

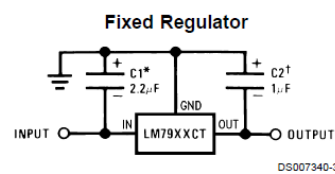
- Thermal, short circuit and safe area protection
- High ripple rejection
- 1.5A output current
- 4% tolerance on preset output voltage

Connection Diagrams



Front View
Order Number LM7905CT, LM7912CT or LM7915CT
See NS Package Number TO3B

Typical Applications



*Required if regulator is separated from filter capacitor by more than 3". For value given, capacitor must be solid tantalum. 25µF aluminum electrolytic may be substituted.

†Required for stability. For value given, capacitor must be solid tantalum. 25µF aluminum electrolytic may be substituted. Values given may be increased without limit.

For output capacitance in excess of 100µF, a high current diode from input to output (1N4001, etc.) will protect the regulator from momentary input shorts.

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Input Voltage

 $(V_o = -5V)$ $(V_o = -12V \text{ and } -15V)$

-25V

-35V

Input-Output Differential

 $(V_o = -5V)$

25V

 $(V_o = -12V \text{ and } -15V)$

30V

Power Dissipation (Note 2)

Internally Limited

Operating Junction Temperature Range

0°C to +125°C

Storage Temperature Range

-65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

230°C

Electrical Characteristics

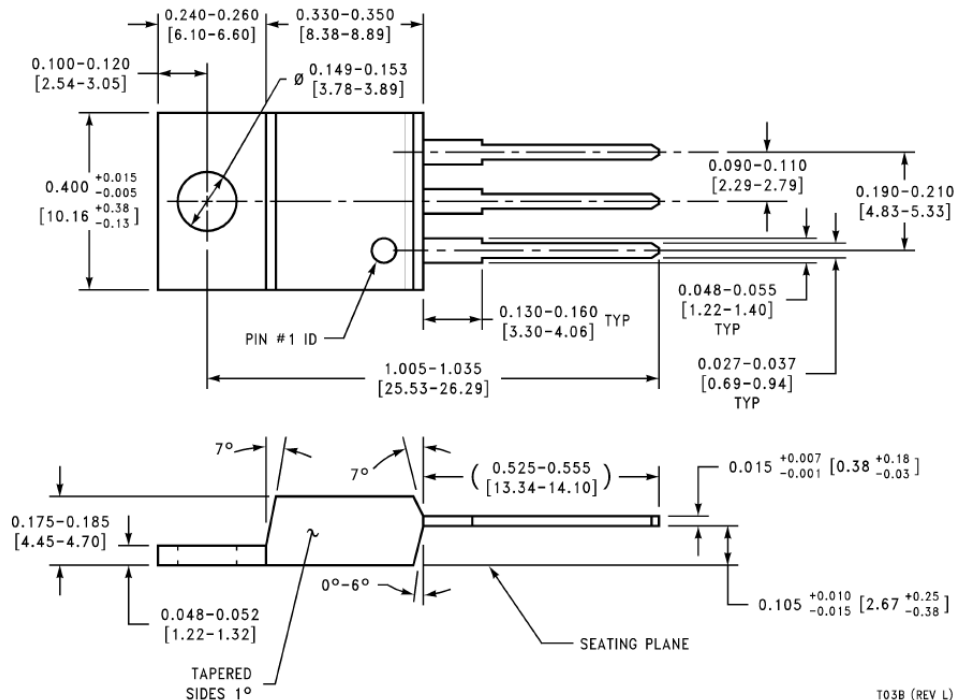
Conditions unless otherwise noted: $I_{OUT} = 500mA$, $C_{IN} = 2.2\mu F$, $C_{OUT} = 1\mu F$, $0^\circ C \leq T_J \leq +125^\circ C$, Power Dissipation $\leq 1.5W$.

| Part Number | | | LM7905C | | | Units |
|--|---|--|------------------------------|------------------------------|-------|-------|
| Output Voltage | | | -5V | | | |
| Input Voltage (unless otherwise specified) | | | -10V | | | |
| Symbol | Parameter | Conditions | Min | Typ | Max | |
| V _O | Output Voltage | T _J = 25°C | -4.8 | -5.0 | -5.2 | V |
| | | 5mA ≤ I _{OUT} ≤ 1A, P ≤ 15W | -4.75 | | -5.25 | V |
| | | | (-20 ≤ V _{IN} ≤ -7) | | | V |
| ΔV _O | Line Regulation | T _J = 25°C, (Note 3) | | 8 | 50 | mV |
| | | | | (-25 ≤ V _{IN} ≤ -7) | | V |
| | | | | 2 | 15 | mV |
| | | | | (-12 ≤ V _{IN} ≤ -8) | | V |
| ΔV _O | Load Regulation | T _J = 25°C, (Note 3) 5mA ≤ I _{OUT} ≤ 1.5A 250mA ≤ I _{OUT} ≤ 750mA | | 15 | 100 | mV |
| | | | | 5 | 50 | mV |
| | | | | | | |
| I _Q | Quiescent Current | T _J = 25°C | | 1 | 2 | mA |
| ΔI _Q | Quiescent Current Change | With Line | | | 0.5 | mA |
| | | | | (-25 ≤ V _{IN} ≤ -7) | | V |
| | | With Load, 5mA ≤ I _{OUT} ≤ 1A | | | 0.5 | mA |
| V _n | Output Noise Voltage | T _A = 25°C, 10Hz ≤ f ≤ 100Hz | | 125 | | μV |
| | Ripple Rejection | f = 120Hz | 54 | 66 | | dB |
| | | | | (-18 ≤ V _{IN} ≤ -8) | | V |
| | Dropout Voltage | T _J = 25°C, I _{OUT} = 1A | | 1.1 | | V |
| I _{OMAX} | Peak Output Current | T _J = 25°C | | 2.2 | | A |
| | Average Temperature Coefficient of Output Voltage | I _{OUT} = 5mA, 0°C ≤ T _J ≤ 100°C | | 0.4 | | mV/°C |

Electrical Characteristics

Conditions unless otherwise noted: $I_{OUT} = 500mA$, $C_{IN} = 2.2\mu F$, $C_{OUT} = 1\mu F$, $0^\circ C \leq T_J \leq +125^\circ C$, Power Dissipation $\leq 1.5W$.

| Part Number | | | LM7912C | | | LM7915C | | | Units |
|--|-----------------|---|---------------------------------|---------------------------------|-------|---------------------------------|---------------------------------|--------|-------|
| Output Voltage | | | -12V | | | -15V | | | |
| Input Voltage (unless otherwise specified) | | | -19V | | | -23V | | | |
| Symbol | Parameter | Conditions | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| V _O | Output Voltage | T _J = 25°C | -11.5 | -12.0 | -12.5 | -14.4 | -15.0 | -15.6 | V |
| | | 5mA ≤ I _{OUT} ≤ 1A, P ≤ 15W | -11.4 | | -12.6 | -14.25 | | -15.75 | V |
| | | | (-27 ≤ V _{IN} ≤ -14.5) | | | (-30 ≤ V _{IN} ≤ -17.5) | | | V |
| ΔV _O | Line Regulation | T _J = 25°C, (Note 3) | | 5 | 80 | | 5 | 100 | mV |
| | | | | (-30 ≤ V _{IN} ≤ -14.5) | | | (-30 ≤ V _{IN} ≤ -17.5) | | V |
| | | | | 3 | 30 | | 3 | 50 | mV |
| | | | | (-22 ≤ V _{IN} ≤ -16) | | | (-26 ≤ V _{IN} ≤ -20) | | V |
| ΔV _O | Load Regulation | T _J = 25°C, (Note 3) | | | | | | | |

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted

TO-220 Outline Package (T)
Order Number LM7905CT, LM7912CT or LM7915CT
NS Package Number T03B

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor
 Corporation
 Americas
 Email: support@nsc.com

www.national.com

National Semiconductor
 Europe

Fax: +49 (0) 180-530 85 86
 Email: europe.support@nsc.com
 Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
 English Tel: +44 (0) 870 24 0 217 1
 Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
 Asia Pacific Customer

Response Group
 Tel: 65-2544466
 Fax: 65-2504466
 Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
 Japan Ltd.

Tel: 81-3-5639-7560
 Fax: 81-3-5639-7507



LT1028/LT1128

Ultralow Noise Precision
High Speed Op Amps

FEATURES

- Voltage Noise
 - 1.1nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Max at 1kHz
 - 0.85nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Typ at 1kHz
 - 1.0nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Typ at 10Hz
 - 35nV_{P-P} Typ, 0.1Hz to 10Hz
- Voltage and Current Noise 100% Tested
- Gain-Bandwidth Product
 - LT1028: 50MHz Min
 - LT1128: 13MHz Min
- Slew Rate
 - LT1028: 11V/ μs Min
 - LT1128: 5V/ μs Min
- Offset Voltage: 40 μV Max
- Drift with Temperature: 0.8 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ Max
- Voltage Gain: 7 Million Min
- Available in 8-Pin SO Package

APPLICATIONS

- Low Noise Frequency Synthesizers
- High Quality Audio
- Infrared Detectors
- Accelerometer and Gyro Amplifiers
- 350 Ω Bridge Signal Conditioning
- Magnetic Search Coil Amplifiers
- Hydrophone Amplifiers

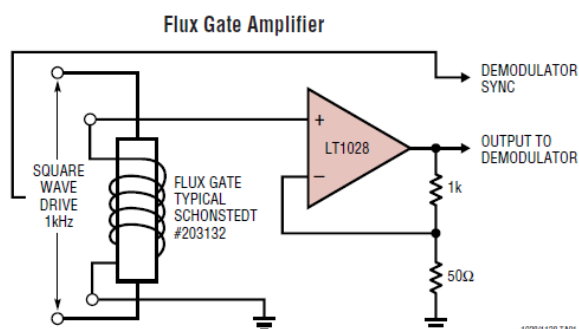
DESCRIPTION

The LT[®]1028(gain of -1 stable)/LT1128(gain of +1 stable) achieve a new standard of excellence in noise performance with 0.85nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 1kHz noise, 1.0nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 10Hz noise. This ultralow noise is combined with excellent high speed specifications (gain-bandwidth product is 75MHz for LT1028, 20MHz for LT1128), distortion-free output, and true precision parameters (0.1 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ drift, 10 μV offset voltage, 30 million voltage gain). Although the LT1028/LT1128 input stage operates at nearly 1mA of collector current to achieve low voltage noise, input bias current is only 25nA.

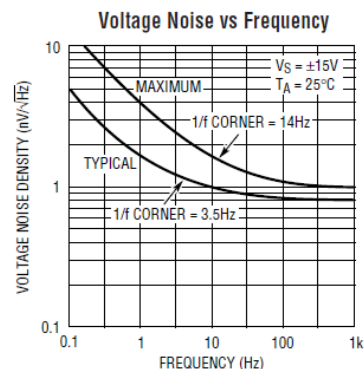
The LT1028/LT1128's voltage noise is less than the noise of a 50 Ω resistor. Therefore, even in very low source impedance transducer or audio amplifier applications, the LT1028/LT1128's contribution to total system noise will be negligible.

LT, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation

TYPICAL APPLICATION



1028/1128 TA01



1028/1128 TA02



LT1028/LT1128

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage
 -55°C to 105°C $\pm 22V$
 105°C to 125°C $\pm 16V$
 Differential Input Current (Note 9) $\pm 25mA$
 Input Voltage Equal to Supply Voltage
 Output Short Circuit Duration Indefinite

Operating Temperature Range

LT1028/LT1128AM, M (**OBSOLETE**) -55°C to 125°C

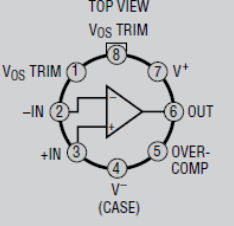
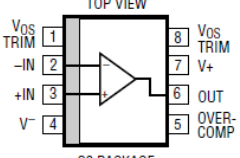
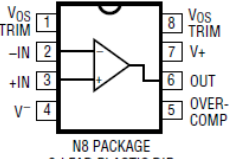
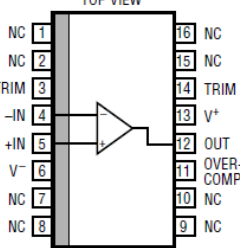
LT1028/LT1128AC, C (Note 11) -40°C to 85°C

Storage Temperature Range

All Devices -65°C to 150°C

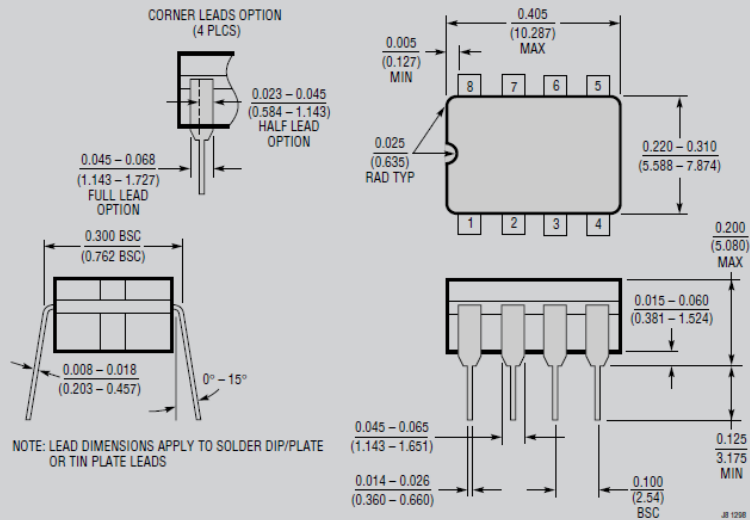
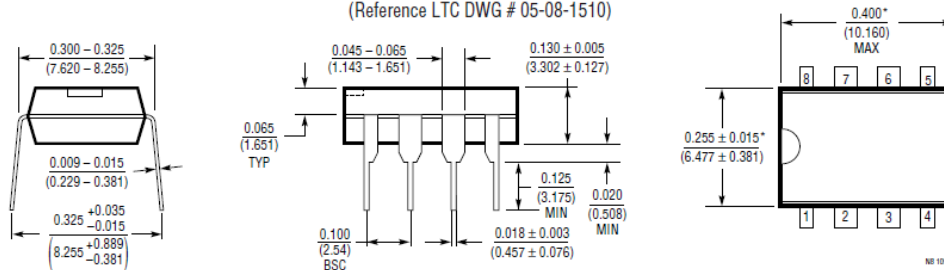
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) 300°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION

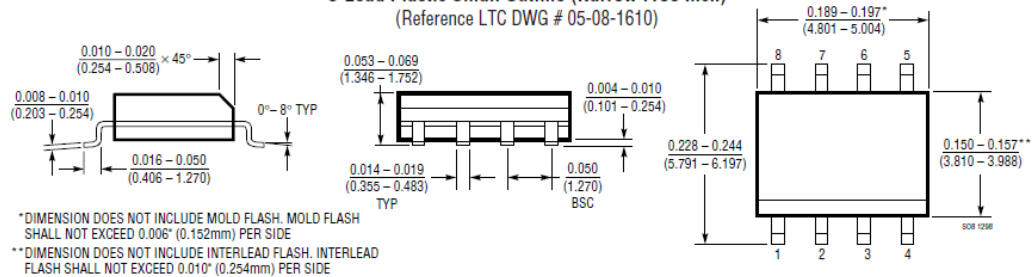
| | | | |
|---|---|---|---|
|  <p>H PACKAGE 8-LEAD TO-5 METAL CAN $T_{JMAX} = 175^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 140^{\circ}C/W$, $\theta_{JC} = 40^{\circ}C/W$</p> <p>OBSOLETE PACKAGE Consider S8 or N8 Packages for Alternate Source</p> | <p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1028AMH LT1028MH LT1028ACH LT1028CH</p> |  <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SOIC $T_{JMAX} = 135^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 140^{\circ}C/W$</p> | <p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1028CS8 LT1128CS8</p> <p>S8 PART MARKING</p> <p>1028 1128</p> |
|  <p>N8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC DIP $T_{JMAX} = 130^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 130^{\circ}C/W$</p> <p>J8 PACKAGE 8-LEAD CERAMIC DIP $T_{JMAX} = 165^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 100^{\circ}C/W$</p> <p>OBSOLETE PACKAGE Consider N8 Package for Alternate Source</p> | <p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1028ACN8 LT1028CN8 LT1128ACN8 LT1128CN8</p> <p>LT1028AMJ8 LT1028MJ8 LT1028ACJ8 LT1028CJ8 LT1128AMJ8 LT1128MJ8 LT1128CJ8</p> |  <p>SW PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SOL $T_{JMAX} = 140^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 130^{\circ}C/W$</p> <p>NOTE: THIS DEVICE IS NOT RECOMMENDED FOR NEW DESIGNS</p> | <p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1028CSW</p> |

Consult LTC Marketing for parts specified with wider operating temperature ranges.

LT1028/LT1128

PACKAGE DESCRIPTION**OBSOLETE PACKAGE**
J8 Package
8-Lead CERDIP (Narrow .300 Inch, Hermetic)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1110)

N8 Package
8-Lead PDIP (Narrow .300 Inch)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1510)


*THESE DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS.
MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.010 INCH (0.254mm)

S8 Package
8-Lead Plastic Small Outline (Narrow .150 Inch)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1610)


*DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.006" (0.152mm) PER SIDE

**DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH. INTERLEAD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.010" (0.254mm) PER SIDE

18



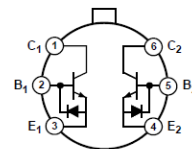
Audio, Dual-Matched NPN Transistor

MAT12

FEATURES

Very low voltage noise: 1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ maximum @ 100 Hz
 Excellent current gain match: 0.5% typical
 Low offset voltage (V_{OS}): 200 μV maximum
 Outstanding offset voltage drift: 0.03 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ typical
 High gain bandwidth product: 200 MHz

PIN CONFIGURATION



NOTE
 1. SUBSTRATE IS CONNECTED TO CASE ON TO-78 PACKAGE.
 2. SUBSTRATE IS NORMALLY CONNECTED TO THE MOST NEGATIVE CIRCUIT POTENTIAL, BUT CAN BE FLOATED.

Figure 1. 6-Lead TO-78

GENERAL DESCRIPTION

The MAT12 is a dual, NPN-matched transistor pair that is specifically designed to meet the requirements of ultralow noise audio systems.

With its extremely low input base spreading resistance ($r_{bb'}$ is typically 28 Ω) and high current gain (h_{FE} typically exceeds 600 at $I_C = 1 \text{ mA}$), the MAT12 can achieve outstanding signal-to-noise ratios. The high current gain results in superior performance compared to systems incorporating commercially available monolithic amplifiers.

Excellent matching of the current gain (Δh_{FE}) to about 0.5% and low V_{OS} of less than 10 μV typical make the MAT12 ideal for symmetrically balanced designs, which reduce high-order amplifier harmonic distortion.

Stability of the matching parameters is guaranteed by protection diodes across the base emitter junction. These diodes prevent

degradation of beta and matching characteristics due to reverse biasing of the base emitter junction.

The MAT12 is also an ideal choice for accurate and reliable current biasing and mirroring circuits. Furthermore, because the accuracy of a current mirror degrades exponentially with mismatches of V_{BE} between transistor pairs, the low V_{OS} of the MAT12 does not need offset trimming in most circuit applications.

The MAT12 is a good replacement for the MAT02, and its performance and characteristics are guaranteed over the extended temperature range of -40°C to $+85^\circ\text{C}$.

Rev. 0

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781.329.4700 www.analog.com
 Fax: 781.461.3113 ©2010 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

MAT12

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CB} = 15\text{ V}$, $I_O = 10\text{ }\mu\text{A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified.

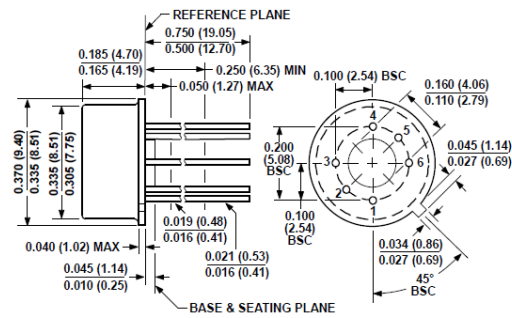
Table 1.

| Parameter | Symbol | Test Conditions/Comments | Min | Typ | Max | Unit |
|--|-------------------------------|--|--------------------------|----------------------------|------------------|--|
| DC AND AC CHARACTERISTICS | | | | | | |
| Current Gain ¹ | h_{FE} | $I_C = 1\text{ mA}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ $I_C = 10\text{ }\mu\text{A}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ | 300 300 200 200 | 605 550 | | |
| Current Gain Match ² | Δh_{FE} | $10\text{ }\mu\text{A} \leq I_C \leq 1\text{ mA}$ | | 0.5 | 5 | % |
| Noise Voltage Density ³ | e_N | $I_C = 1\text{ mA}$, $V_{CB} = 0\text{ V}$ $f_o = 10\text{ Hz}$ $f_o = 100\text{ Hz}$ $f_o = 1\text{ kHz}$ $f_o = 10\text{ kHz}$ | | 1.6 0.9 0.85 0.85 | 2 1 1 1 | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| Low Frequency Noise (0.1 Hz to 10 Hz) | $e_N\text{ p-p}$ | $I_C = 1\text{ mA}$ | | 0.4 | | $\mu\text{V p-p}$ |
| Offset Voltage | V_{OS} | $V_{CB} = 0\text{ V}$, $I_C = 1\text{ mA}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ | | 10 | 200 | μV |
| Offset Voltage Change vs. V_{CB} | $\Delta V_{OS}/\Delta V_{CB}$ | $0\text{ V} \leq V_{CB} \leq V_{MAX}$ ⁴ , $1\text{ }\mu\text{A} \leq I_C \leq 1\text{ mA}$ ⁵ | | 10 | 50 | μV |
| Offset Voltage Change vs. I_C | $\Delta V_{OS}/\Delta I_C$ | $1\text{ }\mu\text{A} \leq I_C \leq 1\text{ mA}$ ⁵ , $V_{CB} = 0\text{ V}$ | | 5 | 70 | μV |
| Offset Voltage Drift | $\Delta V_{OS}/\Delta T$ | $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$, V_{OS} trimmed to 0 V | | 0.08 0.03 | 1 0.3 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| Breakdown Voltage, Collector to Emitter | BV_{CEO} | | 40 | | | V |
| Gain Bandwidth Product | f_T | $I_C = 100\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$ | | 200 | | MHz |
| Collector-to-Base Leakage Current | I_{CBO} | $V_{CB} = V_{MAX}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ | | 25 3 | 500 | pA nA |
| Collector-to-Collector Leakage Current ^{6, 7} | I_{CC} | $V_{CC} = V_{MAX}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ | | 35 4 | 500 | pA nA |
| Collector-to-Emitter Leakage Current ^{6, 7} | I_{CES} | $V_{CE} = V_{MAX}$, $V_{BE} = 0\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ | | 35 4 | 500 | pA nA |
| Input Bias Current | I_B | $I_C = 10\text{ }\mu\text{A}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ | | | 50 50 | nA nA |
| Input Offset Current | I_{OS} | $I_C = 10\text{ }\mu\text{A}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ | | | 6.2 13 | nA nA |
| Input Offset Current Drift ⁶ | $\Delta I_{OS}/\Delta T$ | $I_C = 10\text{ }\mu\text{A}$, $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ | | 40 | 150 | $\text{pA}/^\circ\text{C}$ |
| Collector Saturation Voltage | $V_{CE(SAT)}$ | $I_C = 1\text{ mA}$, $I_B = 100\text{ }\mu\text{A}$ | | 0.05 | 0.2 | V |
| Output Capacitance | C_{OB} | $V_{CB} = 15\text{ V}$, $I_E = 0\text{ }\mu\text{A}$ | | 23 | | pF |
| Bulk Resistance ⁶ | R_{BE} | $10\text{ }\mu\text{A} \leq I_C \leq 10\text{ mA}$ | | 0.3 | 1.6 | Ω |
| Collector-to-Collector Capacitance | C_{CC} | $V_{CC} = 0\text{ V}$ | | 35 | | pF |

¹ Current gain is guaranteed with collector-to-base voltage (V_{CB}) swept from 0 V to V_{MAX} at the indicated collector currents.² Current gain match (Δh_{FE}) is defined as follows: $\Delta h_{FE} = (100(\Delta I_B)/(h_{FE\text{ min}}/I_C))$.³ Noise voltage density is guaranteed, but not 100% tested.⁴ This is the maximum change in V_{OS} as V_{CB} is swept from 0 V to 40 V.⁵ Measured at $I_C = 10\text{ }\mu\text{A}$ and guaranteed by design over the specified range of I_C .⁶ Guaranteed by design.⁷ I_{CC} and I_{CES} are verified by the measurement of I_{CBO} .

MAT12

OUTLINE DIMENSIONS



CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETER DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF INCH EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.

Figure 19. 6-Pin Metal Header Package [TO-78]
(H-06)

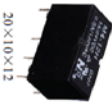
Dimensions shown in inches and (millimeters)

ORDERING GUIDE

| Model ¹ | Temperature Range | Package Description | Package Option |
|--------------------|-------------------|------------------------------------|----------------|
| MAT12AHZ | -40°C to +85°C | 6-Pin Metal Header Package [TO-78] | H-06 |

¹ Z = RoHS Compliant Part.

M4



us E158859 RS0044268

Features

- DIL Pitch Terminals: High Sensitivity
- Comforms to FCC Part 68 1.5kV Surge and Dielectric 1000VAC.
- Fully sealed (immersion cleaning).
- High Reliability goldplated Contact.
- Application for Telecommunication Equipment, Office Equipment, Security Alarm Systems, Measuring Instruments, Medical Monitoring Equipment, Audio Visual Equipment, Flight Simulator, Sensor Control.

Ordering Information

| M4 | I2 | H | | |
|---|----|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| 1 Part number: M4 | | | | |
| 2 Coil rated voltage: DC:3.3V, 5.5V, 6.6V, 9.9V, 12.12V, 18.18V, 24.24V, 48.48V | | | | |
| 3 Enclosure: H: Sealed Type | | | 4 Nominal coil power: NI:0.15W, A:0.2W, M:0.45W | |
| 5 Contact material: Ni: AgPd, W: AgNi | | | | |

Contact Data

| | |
|------------------------------------|---|
| Contact Arrangement | 2C (DPDTB-M) (Bifurcated Crossbar) |
| Contact Material | AgPd (Gold clad) AgNi(Gold clad) |
| Contact Rating (resistive) | 1A/24VDC, 0.5A/120VAC |
| Max. Switching Power | 60W 125VA |
| Max. Switching Voltage | 220VDC 250VAC |
| Contact Resistance or Voltage drop | <50mΩ |
| Operational Life | 1A/24VDC: 5×10^6 (AN: 1×10^7) 0.5A/120VAC: 2×10^6 Item 4.30 or IEC 61810-7 |
| Mechanical Life | 10^6 Item 4.30 or IEC 61810-7 |

CAUTION:

Relays previously tested or used above 10mA sensitive at 6VDC maximum or peak AC open circuit are not recommended for subsequent use in low level applications.

Coil Parameter

| Dash numbers | Coil voltage | | Coil resistance $R \pm 10\%$ | Pick up voltage VDC(max) (70% or 65% of rated voltage) | Release voltage VDC(min) (5% or 10% of rated voltage) | Coil power W | Operate ms | Release ms |
|--------------|--------------|------|------------------------------|--|---|--------------|-------------|-------------|
| | Rated | Max. | | | | | | |
| MM-003 | 3 | 7.5 | 60 | 2.1 | 0.15 | 0.15 | | |
| MM-005 | 5 | 12.5 | 167 | 3.5 | 0.25 | 0.15 | | |
| MM-006 | 6 | 15.0 | 240 | 4.2 | 0.3 | 0.15 | | |
| MM-009 | 9 | 22.5 | 540 | 6.3 | 0.45 | 0.15 | Approx. 4.5 | Approx. 1.5 |
| MM-010 | 10 | 25.0 | 600 | 6.8 | 0.5 | 0.20 | | |
| MM-018 | 18 | 40.0 | 1620 | 12.6 | 0.9 | 0.50 | | |
| MM-024 | 24 | 52.9 | 2880 | 16.8 | 1.2 | 0.80 | | |
| MM-048 | 48 | 84.9 | 7680 | 33.6 | 2.4 | 0.30 | | |
| MM-003A | 3 | 6.5 | 45 | 2.1 | 0.3 | 0.2 | | |
| MM-005A | 5 | 10.8 | 125 | 3.5 | 0.5 | 0.2 | | |
| MM-006A | 6 | 13.0 | 180 | 4.2 | 0.6 | 0.2 | | |
| MM-009A | 9 | 19.5 | 405 | 6.3 | 0.9 | 0.2 | Approx. 4.5 | Approx. 1.5 |
| MM-012A | 12 | 26.5 | 720 | 8.4 | 1.2 | 0.2 | | |
| MM-018A | 18 | 40.0 | 1620 | 12.6 | 1.8 | 0.2 | | |
| MM-036A | 36 | 81.0 | 3240 | 25.2 | 3.6 | 0.2 | | |
| MM-005M | 5 | 7.7 | 56 | 3.3 | 0.5 | 0.45 | | |
| MM-009M | 9 | 13.7 | 180 | 6.0 | 0.9 | 0.45 | | |
| MM-012M | 12 | 18.3 | 320 | 8.0 | 1.2 | 0.45 | Approx. 4.5 | Approx. 1.5 |
| MM-018M | 18 | 27.5 | 720 | 12.0 | 1.8 | 0.45 | | |
| MM-024M | 24 | 36.7 | 1280 | 15.9 | 2.4 | 0.45 | | |
| MM-048M | 48 | 72.5 | 5000 | 33.0 | 4.8 | 0.45 | | |

CAUTION:

1. The use of any coil voltage less than the rated coil voltage will compromise the operation of the relay.
2. Pickup and release voltage are for test purposes only and are not to be used as design criteria.
3. Unless otherwise stated, the rated coil voltage specified in coil parameter table shall be used for all tests

Characteristics

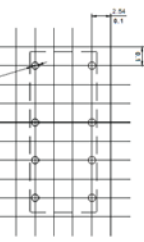
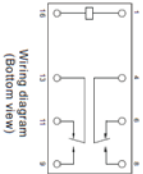
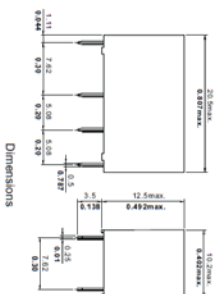
| | | |
|---------------------------|---|----------------------------|
| Electrostatic capacitance | Approx. 0.7pF | Item 4.41 of IEC 61810-7 |
| Between open Contacts | Approx. 1.0pF | Item 4.41 of IEC 61810-7 |
| Between coil & Contacts | Approx. 0.9pF | Item 4.41 of IEC 61810-7 |
| Insulation Resistance | 1000MΩ min (at 500VDC) | Item 7 of IEC 60255-5 |
| Dielectric Strength | 1000VAC 1min | Item 6 of IEC 60255-5 |
| Between open Contacts | 1000VAC 1min | Item 6 of IEC 60255-5 |
| Between coil & Contacts | 1000VAC 1min | Item 6 of IEC 60255-5 |
| Surge Withstand Voltage | 1500V | FCC 68 |
| Between open Contacts | 1500V | FCC 68 |
| Between coil & Contacts | 1500V | FCC 68 |
| Between Contact Poles | 1500V | FCC 68 |
| Shock resistance | Functional: 100ms ² 11ms; Survival: 1000 ms 6ms | IEC 68-2-27 Test Ea |
| Vibration resistance | 10Hz-55Hz Double amplitude Functional: 1.5mm Survival: 3mm | IEC 68-2-6 Test Fc |
| Terminals strength | SN | IEC 68-2-21 Test Ua1 |
| Storability | 23±2 °C 3s ± 0.5s | IEC 68-2-20 Test Tmethod 1 |
| Temperature Range | -40°C~90°C (-40 °F~194 °F) (-40°C~80°C for 0.5W, 0.45W Coil) | |
| Mass | Approx. 4.5g | |

Safety approvals

| Safety approval | UL&CUL | TUV |
|-----------------|----------------------|----------------------|
| Load | 1A/24VDC 0.5A/120VAC | 1A/24VDC 0.5A/120VAC |

Dimensions

mm/inch



NOTES 1) Dimensions are in millimeters.

2) Inch equivalents are given for general information only



Audio Dual Matched PNP Transistor

SSM2220

FEATURES

- Very Low Voltage Noise @ 100Hz, 1nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Max
- High Gain Bandwidth 190MHz Typ
- Excellent Gain @ $I_C = 1\text{mA}$, 165 Typ
- Tight Gain Matching 3% Max
- Outstanding Logarithmic Conformance .. $r_{BE} = 0.3\Omega$ Typ
- Low Offset Voltage 200 μV Max
- Low Cost

APPLICATIONS

- Microphone Preamplifiers
- Tape-Head Preamplifiers
- Current Sources and Mirrors
- Low Noise Precision Instrumentation
- Voltage Controlled Amplifiers/Multipliers

ORDERING GUIDE

| Model | Temperature Range | Package Description | Package Option |
|---------------|-------------------|---------------------|----------------|
| SSM2220P | -40°C to +85°C | PDIP | P-8 |
| SSM2220S | -40°C to +85°C | SOIC | S-8 |
| SSM2220S-REEL | -40°C to +85°C | SOIC | S-8 |

GENERAL DESCRIPTION

The SSM2220 is a dual low noise matched PNP transistor which has been optimized for use in audio applications.

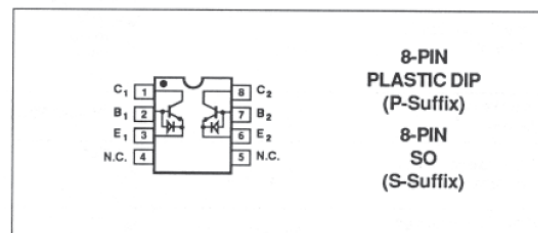
The ultra-low input voltage noise of the SSM2220 is typically only 0.7nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ over the entire audio bandwidth of 20Hz to 20kHz. The low noise, high bandwidth (190MHz), and Offset Voltage of (200 μV Max) make the SSM2220 an ideal choice for demanding low noise preamplifier applications.

The SSM2220 also offers excellent matching of the current gain (Δh_{FE}) to about 0.5% which will help to reduce the high order amplifier harmonic distortion. In addition, to insure the long-term stability of the matching parameters, internal protection diodes across the base-emitter junction were used to clamp any reverse base-emitter junction potential. This prevents a base-emitter breakdown condition which can result in degradation of gain and matching performance due to excessive breakdown current.

Another feature of the SSM2220 is its very low bulk resistance of 0.3 Ω typically which assures accurate logarithmic conformance.

The SSM2220 is offered in 8-pin plastic, dual-in-line, and SO and its performance and characteristics are guaranteed over the extended industrial temperature range of -40°C to +85°C.

PIN CONNECTIONS



REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 www.analog.com
Fax: 781/326-8703 © 2003 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

SSM2220

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| | |
|--|-----------------|
| Collector-Base Voltage (V_{CB0}) | 36V |
| Collector-Emitter Voltage (V_{CE0}) | 36V |
| Collector-Collector Voltage (V_{CC}) | 36V |
| Emitter-Emitter Voltage (V_{EE}) | 36V |
| Collector Current (I_C) | 20mA |
| Emitter Current (I_E) | 20mA |
| Operating Temperature Range | |
| SSM2220P | -40°C to +85°C |
| SSM2220S | -40°C to +85°C |
| Operating Junction Temperature | -55°C to +150°C |

| | |
|--------------------------------------|-----------------|
| Storage Temperature | -65°C to +150°C |
| Lead Temperature (Soldering, 60 sec) | +300°C |
| Junction Temperature | -65°C to +150°C |

| PACKAGE TYPE | θ_{JA} (Note 1) | θ_{JC} | UNITS |
|-----------------------|------------------------|---------------|-------|
| 8-Pin Plastic DIP (P) | 103 | 43 | °C/W |
| 8-Pin SO (S) | 158 | 43 | °C/W |

NOTE:

1. θ_{JA} is specified for worst case mounting conditions, i.e., θ_{JA} is specified for device in socket for P-DIP package; θ_{JA} is specified for device soldered to printed circuit board for SO packages.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

| PARAMETER | SYMBOL | CONDITIONS | SSM2220 | | | UNITS |
|--|----------------------------|---|---------|-------|------|-----------------|
| | | | MIN | TYP | MAX | |
| Current Gain (Note 1) | h_{FE} | $V_{CB} = 0V, -36V$ | | | | |
| | | $I_C = 1mA$ | 80 | 165 | — | |
| | | $I_C = 100\mu A$ | 70 | 150 | — | |
| | | $I_C = 10\mu A$ | 60 | 120 | — | |
| Current Gain Matching (Note 2) | Δh_{FE} | $I_C = 100\mu A, V_{CB} = 0V$ | — | 0.5 | 6 | % |
| Noise Voltage Density (Note 3) | e_N | $I_C = 1mA, V_{CB} = 0V$ | | | | |
| | | $f_O = 10Hz$ | — | 0.8 | 2 | nV/ \sqrt{Hz} |
| | | $f_O = 100Hz$ | — | 0.7 | 1 | |
| | | $f_O = 1kHz$ | — | 0.7 | 1 | |
| Offset Voltage (Note 4) | V_{OS} | $f_O = 10kHz$ | — | 0.7 | 1 | |
| | | $V_{CB} = 0V, I_C = 100\mu A$ | — | 40 | 200 | μV |
| | | $I_C = 100\mu A$ | — | 11 | 200 | μV |
| | | $V_{CB1} = 0V$ $V_{CB2} = -36V$ | — | 12 | 75 | μV |
| Offset Voltage Change vs. Collector Current | $\Delta V_{OS}/\Delta I_C$ | $V_{CB} = 0V$ $I_{C1} = 10\mu A, I_{C2} = 1mA$ | — | 6 | 45 | nA |
| Offset Current | I_{OS} | $I_C = 100\mu A, V_{CB} = 0V$ | — | 50 | 400 | pA |
| Collector-Base Leakage Current | I_{CB0} | $V_{CB} = -36V = V_{MAX}$ | — | 0.3 | 0.75 | Ω |
| Bulk Resistance | r_{BE} | $V_{CB} = 0V,$ $10\mu A \leq I_C \leq 1mA$ | — | 0.026 | 0.1 | V |
| Collector Saturation Voltage | $V_{CE(SAT)}$ | $I_C = 1mA, I_B = 100\mu A$ | — | | | |

NOTES:

- Current gain is measured at collector-base voltages (V_{CB}) swept from 0 to V_{MAX} at indicated collector current. Typical values are measured at $V_{CB} = 0V$.
- Current gain matching (Δh_{FE}) is defined as:

$$\Delta h_{FE} = \frac{100(\Delta I_B) h_{FE} (MIN)}{I_C}$$
- Sample tested. Noise tested and specified as equivalent input voltage for each transistor.

4. Offset voltage is defined as:

$$V_{OS} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

where V_{OS} is the differential voltage for

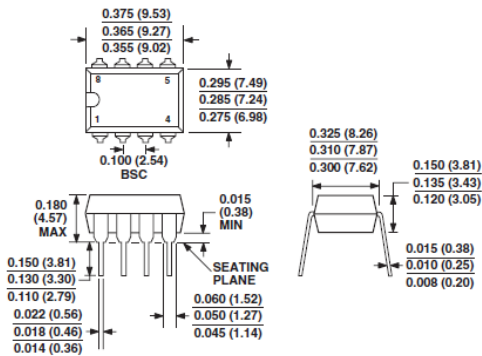
$$I_{C2} = I_{C1} : V_{OS} = V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right)$$

SSM2220

OUTLINE DIMENSIONS

8-Lead Plastic Dual In-Line Package [PDIP]
[P-Suffix]
(N-8)

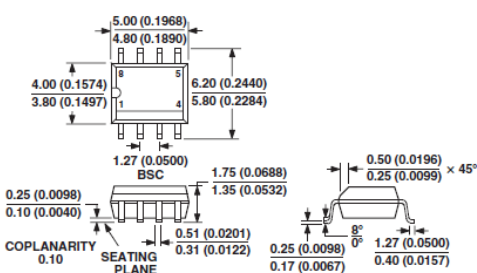
Dimensions shown in inches and (millimeters)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-095AA
CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETER DIMENSIONS
(IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF INCH EQUIVALENTS FOR
REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN

8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC]
Narrow Body
[S-Suffix]
(R-8)

Dimensions shown in millimeters and (inches)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012AA
CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS
(IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR
REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN

GLOSARIO

| | |
|----------------|--|
| PCB | <i>Printed Circuit Board</i> |
| Li-Ion | <i>Lithium - Ion</i> |
| Mp3 | <i>MPEG-1 Audio Layer III</i> |
| OTL | <i>Output Transformerless</i> |
| THD | <i>Total Harmonic Distortion</i> |
| THD | <i>Third Harmonic Distortion</i> |
| THD + N | <i>Total Harmonic Distortion plus Noise</i> |
| SP | <i>Sound Pressure</i> |
| SPL | <i>Sound Pressure Level</i> |
| SW | <i>Sound Power</i> |
| SWL | <i>Sound Power Level</i> |
| RMS | <i>Root Mean Square</i> |
| JFET | <i>Junction Gate Field-Effect Transistor</i> |
| BJT | <i>Bipolar Junction Transistor</i> |

| | |
|---------------|--|
| MOSFET | <i>Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i> |
| VFA | <i>Voltage Feedback Amplifier</i> |
| EDA | Electronic Design Automation |
| DC | <i>Direct Current</i> |
| DPDT | <i>Double Pole, Double Throw</i> |
| SMC | <i>Surface Mounted Components</i> |
| E/S | <i>Entrada / Salida</i> |
| FFT | <i>Fast Fourier Transform</i> |

